radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung: Ein transistorisierter Gleichspannungskonstanthalter nach dem Prinzip der Zweipunktregelung

PREIS DM 2,00 · 12. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
AUGUST 1963 **15**



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28-31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1

Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirksposts tellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

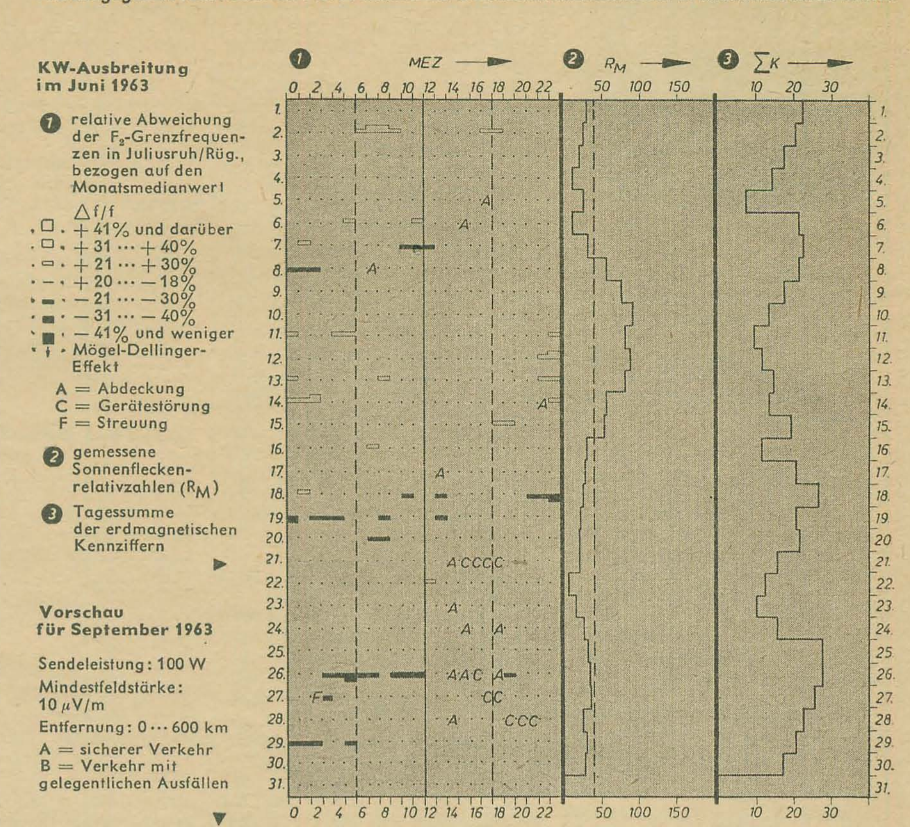
CONTENTS

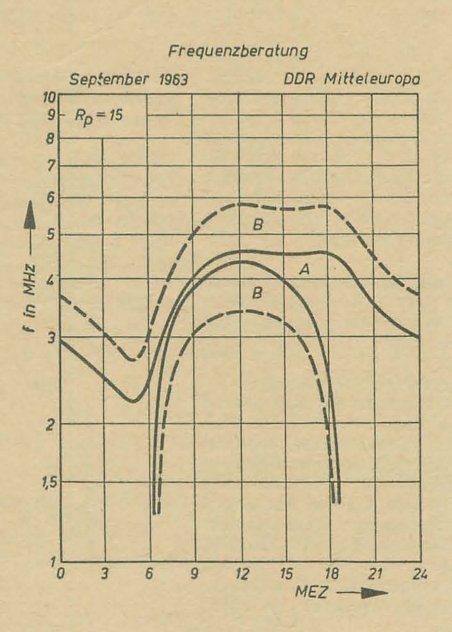
Titelbild:

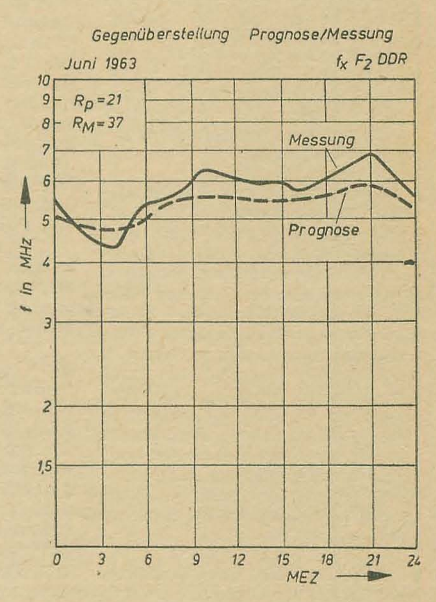
Der noch in Entwicklung befindliche UKW-Koffersuper „Dorena" des VEB(K) Goldpfeil Rundfunkgerätewerk bei der „Erprobung"

Die KW-Ausbreitung im Juni 1963 und Vorschau für Sept. 1963

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin







Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- NF-Leistungsverstärker mit zusammengesetzten Transistoren
- Bauanleitung für einen Taschenempfänger mit L-Abstimmung
- Einige Betrachtungen zum Thema HF-Stereofonie
- Automatischer Batterieplattenspieler „Ziphona B 41"
- Vielfachmesser III vom VEB Gerätewerk Karl-Marx-Stadt
- Prüfschablonen für gedruckte Schaltungen



▼ **Insgesamt 25 000 Transistorempfänger** der Typen „Stern 4" und „T 47-90" werden noch in diesem Jahr nach Kuba geliefert. 1964 liefert die DDR vier 20-kW-Kurzwellensender für den kommerziellen Funkdienst Kubas mit Europa und Asien.

▼ **Lasecon** ist die Abkürzung für Laser-Converter — einer neuentwickelten Elektronenröhre der amerikanischen Firma RCA. Nach Ansicht des Herstellers soll sie die modernste Fotoröhre sein, die bisher für den Gebrauch als Laser-Signaldetektor und -umformer entwickelt wurde. Bei einer Vorführung wurde ein mit 1000 MHz Bandbreite beaufschlagter Laserstrahl demoduliert.

▼ **Das erste Rechenzentrum des Verkehrswesens** wurde in Berlin seiner Bestimmung übergeben. Das Rechenzentrum, das mit einem elektronischen Digitalrechner ZRA 1 ausgestattet ist, wird besonders der Berechnung wissenschaftlich-technischer Aufgaben, wie der Projektierung und Statik, der Transportoptimierung und Aufgaben der Forschung und Entwicklung dienen. Auch Lohnberechnungen und Fahrzeitermittlungen sind in dem Rechenzentrum vorgesehen.

▼ **In der Moskauer vollautomatischen Verkaufsstelle** „Progress" erhält man u. a. auch feste und flüssige Milchprodukte; Geldwechselautomaten sind ebenfalls vorhanden. Ein Mechaniker kontrolliert am Schaltpult die Tätigkeit der Automaten, Zählwerke geben die Anzahl der verkauften Waren sowie den täglichen und monatlichen Umsatz an. Insbesondere in den Geldwechselautomaten werden Fotodioden und Transistoren verwendet. Auf Grund des erfolgreichen Betriebes sollen weitere zehn vollautomatische Verkaufsstellen eröffnet werden.

▼ **Ein linearer Elektronenbeschleuniger** für Unterrichts- und Forschungszwecke wurde an der Universität in Alma-Ata seiner Bestimmung übergeben. Er liefert ein beschleunigtes Elektronenbündel von 3 MeV. Der Beschleuniger soll u. a. für die Bestrahlung von Saatgut und für Materialprüfungen verwendet werden.

▼ **Ein neues Verfahren,** das die Übertragung eines einwandfreien Fernsehbildes über eine normale Drahtleitung ermöglicht, wie sie für Telefon- oder Gegensprechanlagen verwendet wird, haben die Grundig-Werke in Fürth entwickelt. Bisher waren hierfür teure Spezialkabel erforderlich. Die Werkleitung berichtete, die Übertragung sei durch einen neuentwickelten Leitungsentzerrerverstärker möglich geworden, der am Ende der Übertragungsstrecke alle unterwegs eingestreuten Störungen „unterdrückt". Mit Hilfe des neuen Verfahrens könnten beispielsweise über private Fernsprechleitungen Fernsehbilder von Bankschecks zwischen den einzelnen Filialen oder vom Autoschalter eines Geldinstituts zur Prüfung in die Zentrale übermittelt werden. Technisch sei die Übertragung auch innerhalb des öffentlichen Fernsprechnetzes auf begrenzte Entfernungen möglich.

▼ **In den Rafena-Werken Radeberg** wurde in der Fernsehgerätehauptmontage das Fließsystem durch Verkettung der Arbeitsgänge von der Vormontage bis zu den Prüffeldern vervollkommnet. Das erste Ergebnis ist eine Steigerung der Produktion der Fernsehgeräte vom Typ „Start".
Im Werk für Fernsehelektronik in Berlin-Oberschöneweide konnte der Ausschuß bei der Produktion von Fernsehbildröhren im ersten Halbjahr 1963 um weitere sieben Prozent gesenkt werden.

▼ **Die Leipziger Herbstmesse 1963** findet vom 1. bis 8. September statt. Als erster der neuen Messebauten wird das 8000 m² große „Messehaus am Markt" eingeweiht, das die Messegruppe Verlagserzeugnisse aufnehmen wird.

▼ **In Berlin** begannen die Mitarbeiter des Prager Betriebes Tesla-Karlín mit der Montage der ersten Zentrale Tesla MN-60 für die automatische Verbindung zwischenstaatlicher Telefongespräche. Das Prager Werk wird nach und nach auch in Warschau, Prag, Moskau und in den übrigen Hauptstädten der sozialistischen Länder solche Zentralen installieren. In der ersten Etappe der Entwicklung der neuen Zentrale wurden die tschechoslowakischen Techniker durch Fachleute aus der UdSSR, DDR, aus Ungarn und Polen unterstützt.

▼ **Für die Internationale Messe in Brno,** die vom 8. bis 22. September stattfindet, haben sich bisher 34 Länder gemeldet.

▼ **„Tiros"-Mikro-Sonden** im meteorologischen Satellitendienst der USA haben nahe dem afrikanischen Kontinent ein Zentrum für die Entstehung von Stürmen im Nordatlantik ermittelt. Die Sonden haben, wie Dr. Porter auf der Warschauer Tagung des Internationalen Komitees für die Erforschung des Kosmos berichtete, im vergangenen Jahr insgesamt 200 000 Wolkenaufnahmen geliefert.

▼ **Ein Zentrum für medizinische Radiologie** wird auf einem 30 Hektar großen Gelände bei Moskau errichtet. In ihm sollen großangelegte Forschungsarbeiten über die diagnostische und Heilwirkung von ionisierenden Strahlen durchgeführt werden.

▼ **In Thailand** existiert gegenwärtig noch keine Telefonverbindung zwischen den Städten. Selbst Bangkok mit 2 Mill. Einwohnern besitzt nur etwa 30 000 Anschlüsse, und in den Provinzen gibt es nur weitere 10 000 Telefone. Künftig soll Bangkok automatische Fernämter und mit 33 Städten direkte Telefonverbindungen haben. Auch zu den umliegenden Ländern sollen direkte Leitungen hergestellt werden. Zur Ausbildung des benötigten Fachpersonals wird in Bangkok ein Zentrum für Fernmeldetechnik gebaut. Der UN-Sonderfonds gibt dafür einen Zuschuß von 1,1 Mill. Dollar. Den Rest im Gegenwert von 1,2 Mill. Dollar muß Thailand selbst aufbringen.

▼ **In der europäischen 625-Zeilen-Norm** wird das zweite französische Fernsehprogramm am 1. 4. 1964 beginnen.

▼ **Berichtigung:** Wir bitten, im Heft 2 (1963) S. 45 in der mittleren Spalte die Drahtdurchmesser des Ausgangstrafos wie folgt zu ändern: Primärwicklung 0,25 mm CuL, 5-Ω-Wicklung 1,5 CuL, 100-V-Ausgang 0,5 CuL.

Zwei neue UKW-Sender

Auf der Betriebsstelle Inselsberg wurden zwei neue UKW-Sender in Betrieb genommen. Sie strahlen folgende Programme des Deutschen Demokratischen Rundfunks aus:

DS-Programm über UKW-Sender Inselsberg I auf der Frequenz 97,15 MHz

Programm BR über UKW-Sender Inselsberg II auf der Frequenz 90,2 MHz

Programm BR über UKW-Sender Inselsberg III auf der Frequenz 87,85 MHz

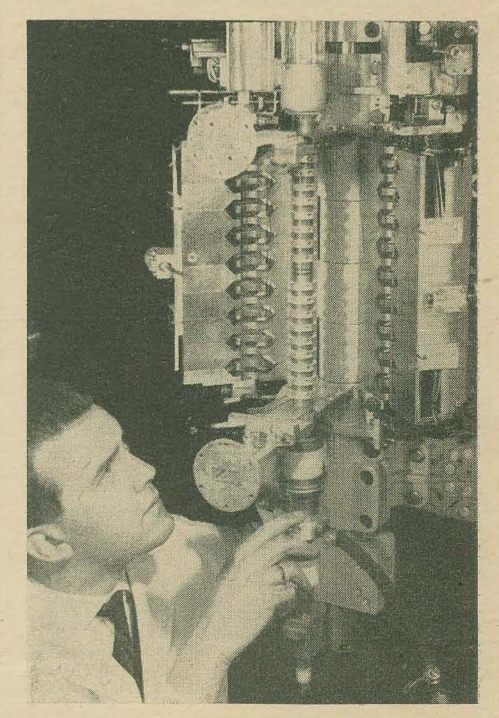
Programm Radio DDR II über UKW-Sender Inselsberg IV auf der Frequenz 92,55 MHz

Der transistorbestückte quarzgesteuerte Normalfrequenzgenerator „OTP"

des tschechoslowakischen Betriebes „Elektročas" setzt sich aus einem 100-kHz-Normaloszillator, 100-kHz/20-kHz-, 20-kHz/5-kHz- und 5-kHz/1-kHz-Frequenzteilern mit Ausgangsspannungsverstärkern zusammen. Der Normaloszillator wird mit Hilfe eines Hg-Elementes gespeist. Die anderen Teile werden von einem halbleiterbestückten Spannungsstabilisator mit 9 V Gleichspannung versorgt. Seine Spannungsschwankungen sind kleiner als 1 V bei Netzschwankungen von +10% und −15%. Der Normaloszillator kann auch über eine weitere Stabilisierungsschaltung (die die Spannung vom 9-V-Spannungsstabilisator bezieht) mit 4,5 V gespeist werden. Der Normaloszillator ist in einem Thermostaten bei 40 °C untergebracht. Die Temperaturschwankungen sind in einem Temperaturbereich von 5 bis 40 °C kleiner als 0,1 °C.

Internationaler Fachausschuß für Funkstörungen — CISPR

Vom 16. bis 24. 4. 1963 traten sechs Arbeitsgruppen des „Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR)" zu einer Arbeitstagung in Lausanne zusammen.
Das CISPR wurde 1930 von der Internationalen Elektrotechnischen Kommission (IEC) und der Internationalen Rundfunkunion (UIR) gegründet und arbeitet seit 1946 als selbständiges Komitee der IEC. Seine Mitglieder sind die nationalen Komitees der IEC und verschiedene internationale Organisationen, darunter die Internationale Rundfunk- und Fernsehorganisation (OIRT) und die CIGRE. Darüber hinaus arbeitet das CISPR eng mit dem CCIR, aber auch mit anderen internationalen Organisationen, die an der Funkentstörung interessiert sind, zusammen.
Ziel des CISPR ist es, im Hinblick auf Funkstörungen internationale Übereinkommen zur Gewährleistung eines störungsfreien Funkempfanges und zur Erleichterung des internationalen Warenaustausches herbeizuführen.
Der Bericht über die Tagung in Lausanne erscheint in der Zeitschrift „Nachrichtentechnik" Hefte 9 und 10 (1963).



Anläßlich der olympischen Spiele in Tokio 1964 wird das Problem einer weltweiten Fernsehübertragung mit Hilfe künstlicher Erdsatelliten besonders aktuell. So erfährt auch die Entwicklung der Höchstfrequenzsenderöhren eine starke Wandlung. Im Bild ist die Siemens-Hochleistungs-Wanderfeldröhre YH 1040 mit aufgeklapptem Magnetsystem zu sehen. Die wichtigsten Eigenschaften: Frequenzbereich 5,9 ··· 6,4 GHz, Ausgangsleistung 2 kW, Leistungsverstärkung 30 dB, permanentmagnetische Fokussierung, Wasserkühlung.
Siemens-Pressebild

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

12. JAHRGANG · 1. AUGUSTHEFT 15 1963

Dort, wo man an modernen Geräten arbeitet . . .

In Gesprächen mit Lesern oder in deren Briefen wird gelegentlich behauptet, in den Entwicklungslaboratorien unserer Rundfunkindustrie ,,ruhe man sich wohl aus". Hinzu kommt die begreifliche Neugier, woran dort eigentlich gearbeitet wird.

radio und fernsehen vertritt die Ansicht, daß man Entwicklungsingenieure in Ruhe arbeiten lassen sollte. Ihre Projekte sind für die Öffentlichkeit ,,tabu", solange die fertigen Geräte nicht auf den offiziellen Wegen der Öffentlichkeit zugänglich gemacht wurden. Aber gelegentlich darf man eine Ausnahme machen. Anfang Juni fuhren wir nach Hartmannsdorf, um im VEB (K) Goldpfeil Rundfunkgerätewerk einiges über seine neuen Geräte zu erfahren.

Die Frage, warum unsere Wahl gerade auf dieses Werk fiel, ist schnell beantwortet. Die Mitarbeiter dieses zuverlässigen Betriebes stellten sich Ende vergangenen Jahres eine Reihe Aufgaben zu Ehren des VI. Parteitages der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands. Sie übernahmen ernstzunehmende Verpflichtungen. Werden diese letzteren erfüllt?

Drei ,,Schwerpunkten" galt unser Besuch: der Nachhalleinrichtung, einem neuen UKW-Transistorgerät und einem neuen Großsuper. Hier das Ergebnis.

Nachhalleinrichtung

Wir sind daran gewöhnt, daß zwischen der Lautsprecherwiedergabe von Musik und deren Originaldarbietung ein Unterschied besteht. Dabei setzen wir für die folgende Betrachtung niedrige Klirrfaktoren und einwandfreie Frequenzgänge als gegeben voraus. Die seitenbezogene Stereofonie kann nur zum Teil die berechtigten Wünsche der musikliebenden Hörer befriedigen. Bemängelt wird vor allem das Fehlen eines echten Halleindruckes im Wiedergaberaum. Hier setzt die Aufgabe des Technikers ein, der Nachhalleinrichtungen schaffen muß, mit denen die Wiedergabe zusätzlich ,,verhallt" wird. Nicht ein etwa fehlender Nachhall des Aufnahmeraumes oder die mangelhafte Qualität der Aufnahme erzeugen den Wunsch nach einer nachträglichen ,,Verhallung", sondern die punkt- oder flächenförmige Schallquelle des Wiedergaberaumes.

Die Technik kennt verschiedene Einrichtungen zur künstlichen Erzeugung des Nachhalls. Man kann einen Teil des NF-Signals einem Lautsprecher in einem speziellen Hallraum (ein Raum mit besonders langem Nachhall) zuführen und von einem dort aufgestellten Mikrofon wieder abnehmen (Bild 1). Dieses verzögerte oder verhallte Signal wird dem ursprünglichen Signal wieder zugemischt, wobei das Amplitudenverhältnis zwischen direktem und ,,verhalltem" Signal entscheidend für die Stärke und — in gewissen Grenzen — auch für die Dauer des Nachhalls ist.

Die Erklärung dieses — u. a. von den Rundfunkanstalten seit Jahrzehnten angewandten — Prinzips ist wichtig, weil sein Verständnis für die Erklärungen der anderen ,,künstlichen" Nachhallprinzipien notwendig ist.

Man kann einen Teil des Signals auch durch eine spezielle Laufzeiteinrichtung verzögern. Nach diesem Prinzip arbeitet u. a. die Truhe ,,New York" der Fa. Blaupunkt [s. auch Heft 24 (1958) S. 714]. Eine andere Möglichkeit zur Verzögerung des NF-Signals bietet das Tonbandgerät [Heft 22 (1961) S. 709 bis 711]. Durch mehrere Wiedergabeköpfe in verschiedenem Abstand vom Aufsprechkopf läßt sich ein relativ echter Nachhalleindruck erzielen.

Eine andere Möglichkeit ist die Verhallung des Signals durch eine schwingende Stahlplatte oder eine schwingende Schraubenfeder. Die erstere kann den echten Nachhall eines Aufnahmeraumes beinahe naturgetreu nachahmen. Eine subjektive Unterscheidung zwischen ,,Raum" und Stahlplatten-Nachhall ist bei guten Ausführungen kaum noch möglich. Allerdings erfordert die künstliche Verhallung mittels Stahlplatte einen beträchtlichen Aufwand, der für das Wohnzimmer eines Musikliebhabers nicht gerechtfertigt ist.

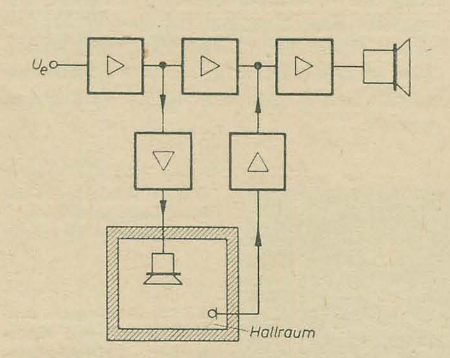


Bild 1: Prinzip der Verhallung mittels Hallraum

Die letztgenannte Möglichkeit der Verhallung mit Schraubenfedern ist den Lesern von radio und fernsehen bereits aus einigen Veröffentlichungen bekannt, so u. a. aus den Heften 14 (1961) S. 445 bis 448 und 10 (1963) S. 320 und 321. Ein Teil des NF-Signals wird einem elektroakustischen Wandler zugeführt, der eine Schraubenfeder zu Torsionsschwingungen anregt. Am Ende der Feder werden diese mechanischen Schwingungen wieder in ein NF-Signal umgesetzt. Bei leerlaufender Feder, d. h. bei Fehlanpassung, treten an ihren Enden Reflexionen auf, die gegenüber dem ursprünglichen Signal zeitlich verzögert sind, langsam abklingen und so den Eindruck eines natürlichen Nachhalls vortäuschen können. Um andere Einflüsse auf die Federn (z. B. Trittschall) zu kompensieren, werden zwei gleich lange Federn mit entgegengesetztem Wickelsinn hintereinander geschaltet. Außerdem schaltet man zwei oder mehrere derartige Schrauben mit verschiedener Laufzeit parallel.

In der Deutschen Demokratischen Republik beschäftigte sich vor allem das Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik in Dresden mit Untersuchungen bzw. der Entwicklung einer Nachhalleinrichtung für Rundfunkgeräte, die vom Institut für Elektro- und Bauakustik der Technischen Universität Dresden geprüft wurde. Diese Nachalleinrichtung wurde z. Z. unseres Besuches im VEB (K) Goldpfeil in diesem Betrieb versuchsweise gebaut und in den Großsuper ,,Rossini-Stereo" eingefügt. Eine spätere Verwendung in dem neuen Großsuper ist geplant. Außerdem wird auf die Verwendungsmöglichkeit der Nachhalleinrichtung für Amateure oder für Musikkapellen, z. B. zur Verhallung von Instrumentenaufnahmen, hingewiesen.

Im Prinzip kann jeder Rundfunkempfänger nachträglich mit der Nachhalleinrichtung ausgestattet werden. Doch wird eine echte Bereicherung des Wiedergabeeindrucks in erster Linie bei stereofoner Wiedergabe erfolgen. Man soll sich von der Nachhalleinrichtung keine Wunder versprechen. In der nüchternen Technik gibt es keine.

Bild 2 zeigt die Schaltung des NF-Verstärkers des Großsupers ,,Rossini" mit Nachhallteil. Über Konstruktionseinzelheiten des Herzstückes dieser Einrichtung, des Nachhallteiles mit den Schraubenfedern, können begreiflicherweise keine Angaben gemacht werden. Anfragen auch an unsere Redaktion sind zwecklos

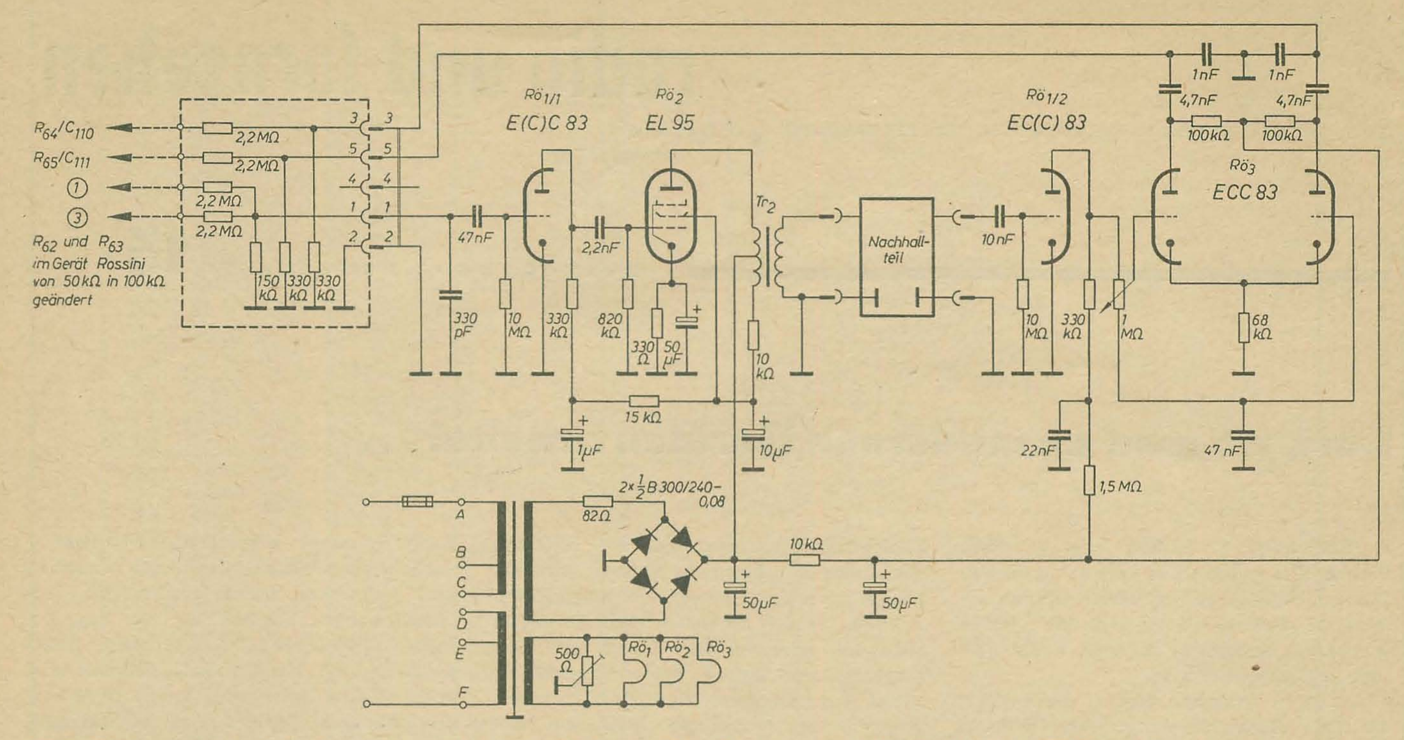


Bild 2: Schaltung mit Nachhallteil, wie sie versuchsweise im Großsuper „Rossini" verwendet wird (Entwicklung des ZRF Dresden)

Das Niederfrequenzsignal wird an den Punkten 1 und 3 des „Rossini-Stereo" (Bild 6) abgenommen. Die Widerstände R_{62} und R_{63} in dessen Schaltbild ändern sich auf je 100 kΩ. Das Signal wird über die Widerstände R_3 und R_4 (Bild 2) zusammengeführt und gelangt an das Gitter von Rö$_{1/1}$. Dort steuert es nach einer Vorverstärkung die Endröhre Rö$_2$ aus. Von dieser werden die Schraubenfedern im Nachhallteil erregt. Der Ausgang des Nachhallteiles führt zu Rö$_{1/2}$, wo das verhallte Signal wieder vorverstärkt wird. Am Ausgang von Rö$_{1/2}$ erfolgt eine symmetrische Aufteilung des Signals auf die beiden Systeme von Rö$_3$, die das verhallte Signal hinter R_{62} und R_{63} (Bild 6) wieder in die ursprüngliche Schaltung einspeisen. Mit R_{19} (Bild 2) läßt sich die Amplitude des verhallten Signals regeln. Wichtig ist, daß die Verstärkung durch die Nachhalleinrichtung nicht zu einer Rückkopplung führt.

Wer sich für die theoretischen Grundlagen der Schrauben-Nachhalleinrichtung interessiert, findet am Schluß dieses Beitrages ein kleines Verzeichnis mit einigen Literaturquellen.

Großsuper „Rossini-Stereo 6002"

Keine ausgesprochene Neuentwicklung stellt der erwähnte Großsuper „Rossini-Stereo 6002" des VEB (K) Goldpfeil dar (Bild 4). Da wir seine Schaltung noch nicht veröffentlichten, sie aber im Zusammenhang mit der Nachhalleinrichtung von erhöhtem Interesse ist, wird kurz auf sie eingegangen.

Die Schaltung des „Rossini-Stereo" (Bild 6) lehnt sich in nur geringem Maße an die seines Vorgängers „Rossini" [Heft 23 (1959) S. 726 bis 728] an. Da der NF-Teil der Stereoausführung einen beträchtlich größeren Aufwand erfordert, ging man von der radikalen Trennung der AM- und FM-Teile ab. Einem UKW-Tuner mit der ECC 85 folgt bei FM ein vierstufiger ZF-Verstärker. Bei AM-Empfang wird Rö$_2$ als aperiodisch gekoppelte HF-Vorstufe verwendet. Nach einer konventionellen AM-Mischschaltung mit der ECH 81 (Rö$_3$) folgt eine AM-ZF-Verstärkung in zwei Röhren EBF 89 (Rö$_4$ und Rö$_5$), die durch ein Vierkreisbandfilter miteinander gekoppelt sind. Zu beachten ist die Erzeugung der Regelspannung im Diodensystem der ersten EBF 89 (Rö$_4$).

Dem ZF-Verstärker folgt wie üblich der Demodulator, der bei FM aus einem Verhältnisgleichrichter mit dem Germaniumdiodenpaar OAA 646 besteht. R_{47} dient zu seiner Symmetrierung. In den AM-Bereichen besorgt eine Diode von Rö$_5$ die Demodulation. Die Abstimmanzeigeröhre Rö$_{10}$ ist bei AM und FM wirksam, ihre Schaltung weist keine Besonderheiten auf. Erwähnenswert ist, daß eine negative Regelspannung aus dem Verhältnisgleichrichter dem Bremsgitter der letzten EBF 89 zugeführt wird. Weitere Schaltungseinzelheiten können dem Bild 4 entnommen werden.

Der Niederfrequenzteil des „Rossini-Stereo" ist in zwei symmetrische, voneinander unabhängige Kanäle aufgeteilt, um die Möglichkeit zur stereofonen Wiedergabe von Schallplatten und Tonbändern (über die Flanschbuchsen TA und TB) zu gewährleisten. Vor der ersten Verstärkerstufe (Rö$_{6/1}$ und Rö$_{7/1}$) sitzt der physiologisch wirksame Doppellautstärkeregler R_{70}/R_{71} und in jedem Kanal eine Ebene des Doppelreglers R_{64}/R_{65}, der eine mehr oder weniger starke Abschwächung der tiefen Frequenzen bewirkt. Nach Vorverstärkung durch Rö$_{6/1}$ und Rö$_{7/1}$ und mehr oder weniger großer Bedämpfung der hohen Frequenzen mit R_{80}/R_{81} gelangt das Signal an die Gitter von Rö$_{6/2}$ und Rö$_{7/2}$. Zwischen den beiden Röhrensystemen liegen jeweils noch die verschiedenen Kontakte des Klangmischregisterschalters.



Bild 4: Großsuper „Rossini-Stereo" Typ 6001

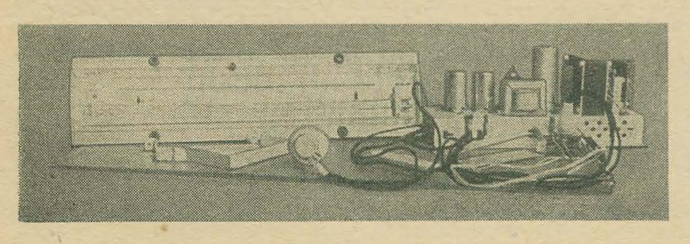


Bild 3: Ansicht des die Nachhalleinrichtung enthaltenden Einschubs

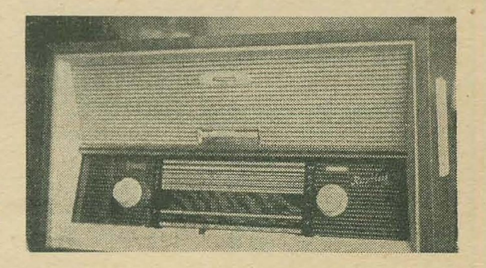


Bild 5: Großsuper „Rossini-Stereo" mit eingebauter Nachhalleinrichtung ▶

Nach nochmaliger Vorverstärkung in den zweiten Systemen der Doppeltrioden werden die beiden Endröhren $Rö_8$ und $Rö_9$ ausgesteuert. Von den Sekundärseiten der Ausgangsübertrager zu den Katoden von $Rö_{6/2}$ und $Rö_{7/2}$ führt eine frequenzunabhängige Gegenkopplung. Der Balanceregler R_{115} wirkt auf die Gegenkopplungen der beiden Kanäle und erlaubt die Symmetrierung bei Stereowiedergabe. Bei Rundfunkempfang — der bis heute immer nur monofone Wiedergabe ermöglicht — werden die beiden NF-Verstärkerkanäle parallel geschaltet. Die beiden Endröhren EL 84 ergeben eine große Lautstärke bzw. geringe nichtlineare Verzerrungen bei der für „Zimmerlautstärke" erforderlichen geringen Aussteuerung der Endröhren.

Je nach Ausführung werden die Verstärkerausgänge zwei symmetrisch angeordneten Lautsprecherkombinationen im Gehäuse (Variante 6002) oder im Gehäuse und einer besonderen „Box" (Variante 6001) zugeführt. Der Netzteil ist mit einem Trockengleichrichter bestückt und bietet schaltungsmäßig keine Besonderheiten.

Über die Empfindlichkeit in den einzelnen Wellenbereichen geben die Bilder 7 und 8 Auskunft. Zu beachten ist die hohe UKW-Empfindlichkeit. Die bei AM und FM gemessenen Selektionskurven sind den Bildern 9 und 10 zu entnehmen. Die Klirrfaktorwerte und Frequenzgänge des NF-Teiles werden in den Bildern 11 und 12 gezeigt. Bild 13 schließlich gibt Auskunft über die Übersprechdämpfung beider Verstärkerkanäle untereinander.

Über die Anschlußmöglichkeit der vom ZRF entwickelten Schraubenfeder-Nachhalleinrichtung an den „Rossini-Stereo" wurde bereits berichtet.

Auf die Beschreibung von Konstruktionseinzelheiten des Gerätes wird im Rahmen dieses Beitrages gleichfalls nicht eingegangen. Laut Mitteilung des Herstellerwerkes gibt dieses auf die mechanischen und mechanisch arbeitenden Teile eine Garantiefrist von zwei Jahren. Weitere Maßnahmen dieser Art werden folgen, um das Gütezeichen „Q" zu erringen.

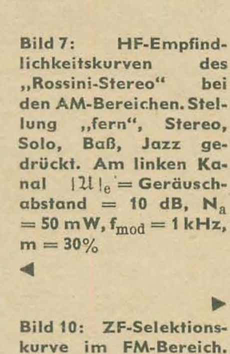


Bild 7: HF-Empfindlichkeitskurven des „Rossini-Stereo" bei den AM-Bereichen. Stellung „fern", Stereo, Solo, Baß, Jazz gedrückt. Am linken Kanal $|\mathfrak{U}|_e$ = Geräuschabstand = 10 dB, N_a = 50 mW, f_{mod} = 1 kHz, m = 30% ◄



Bild 8: Empfindlichkeitskurve (Rauschabstandskurve) im UKW-Bereich (f = 94 MHZ, FM Δf = 22,5 kHz, AM m = 30%, f_{mod} = 1000 Hz) ◄

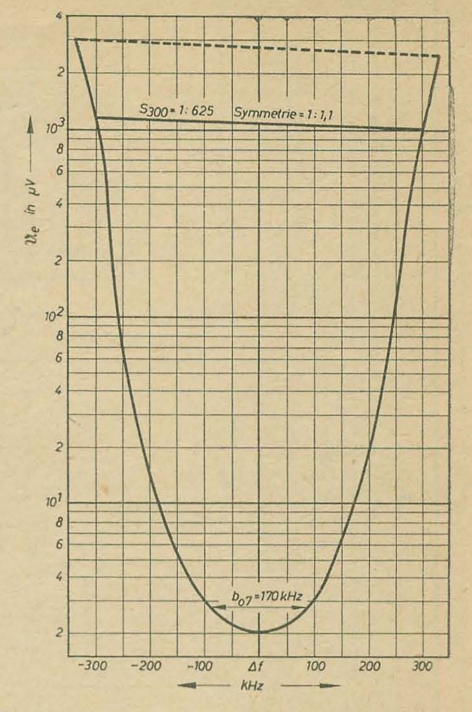


Bild 10: ZF-Selektionskurve im FM-Bereich. Stellung „fern", f_{mod} = 1 kHz, Δf = 22,5 kHz, Summenrichtspannung U_s = 4 V konstant ►

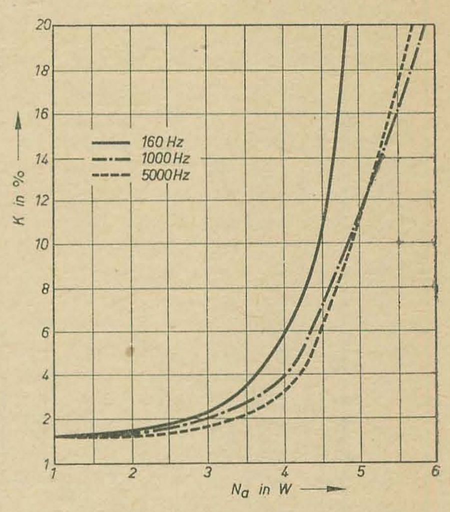


Bild 11: Klirrfaktorkurven des NF-Teiles (ein Verstärkerzug). Stellung: Stereo, Baß, Solo, Jazz gedrückt ►

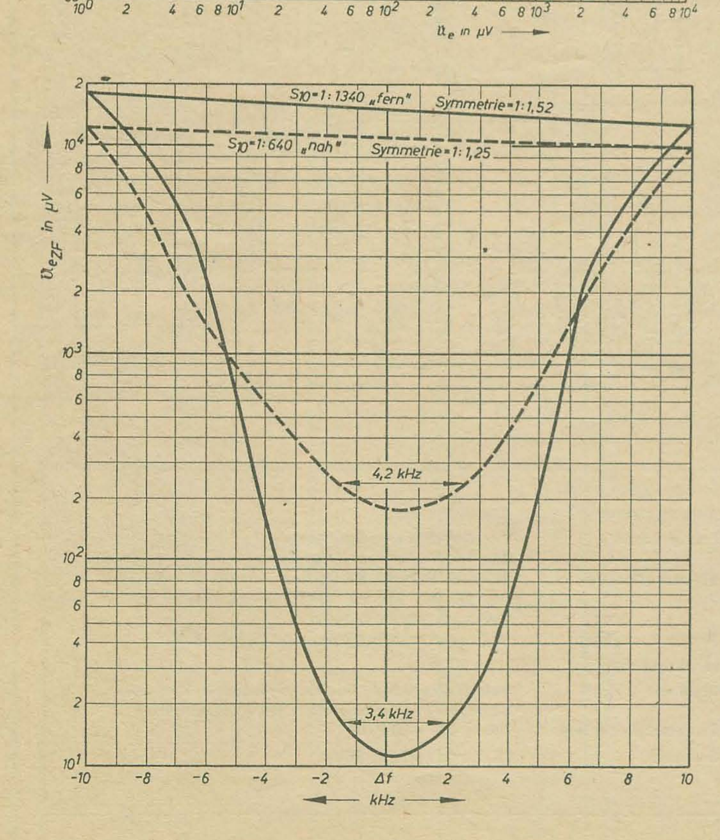
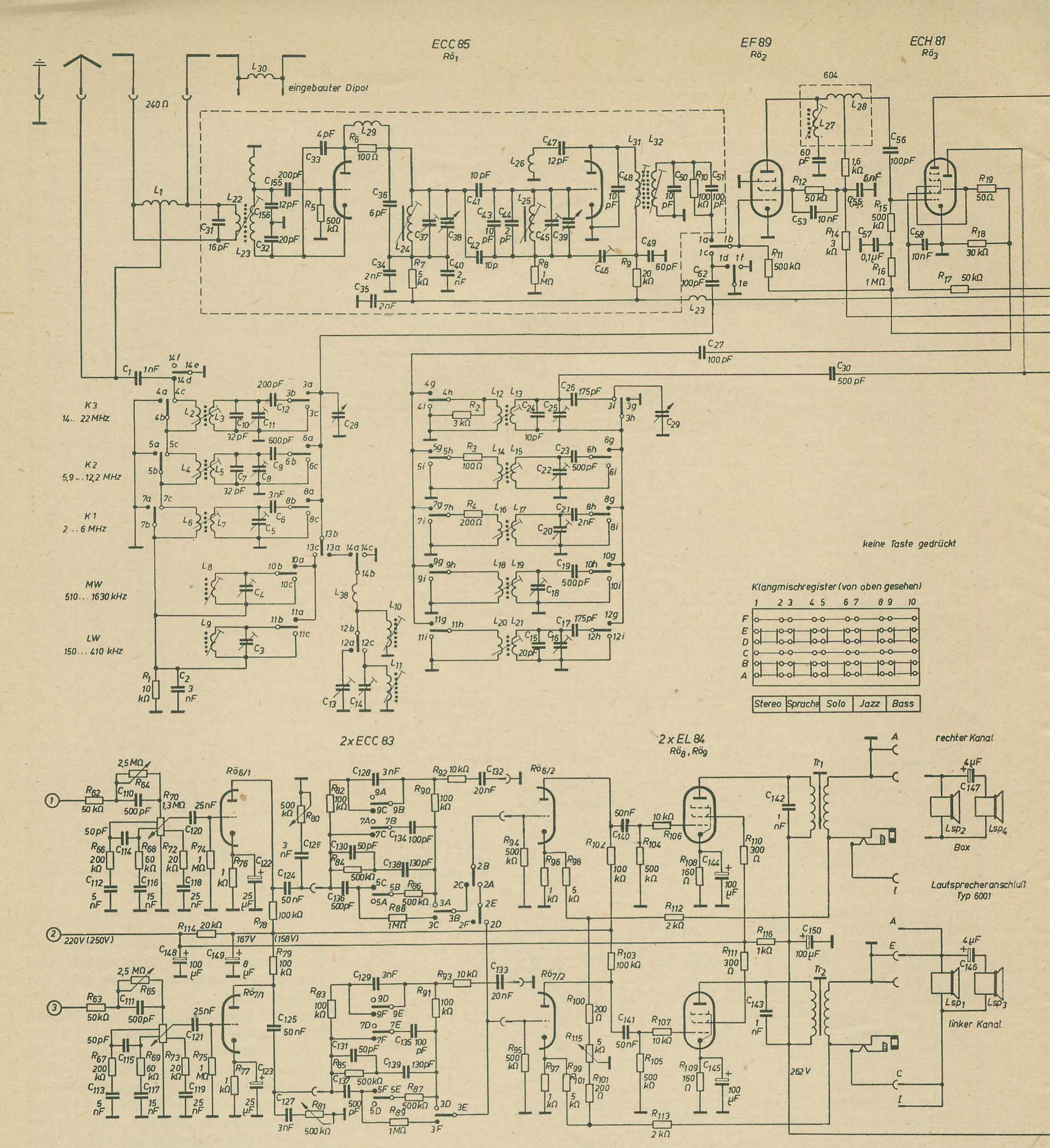


Bild 9: ZF-Selektionskurve des „Rossini-Stereo" in den AM-Bereichen. HF-Generator mit 75 Ω abgeschl., an g_1 ECH 81 über 0,05 µF angeschl., Linker Kanal 50 mW = 0,59 V konst., f_{mod} = 1 kHz, m = 30%, gedrückt MW (Zeigerstellung f = 1 MHz) Stereo, Solo, Baß, Jazz



Technische Daten des Großsupers „Rossini-Stereo" Typ 6001/2

Wellenbereiche:	U 86,9 ··· 100,6 MHz K_3 14 ··· 22 MHz K_2 5,9 ··· 12,2 MHz K_1 2 ··· 6 MHz M 510 ··· 1630 kHz L 150 ··· 410 kHz
Empfindlichkeit:	siehe Meßkurven in den Bildern 5 und 6
Anzahl der Kreise:	AM nah: 7 AM fern: 11 FM: 14
Zwischenfrequenz:	AM: 478 kHz FM: 10,7 MHz
Bandbreite:	AM nah: 5,5 kHz AM fern: 2,9 kHz FM: 100 kHz
Ausgangsleistung:	2 × 5 W
Lautsprecher:	2 × 6-W-Breitbandlautsprecher 2 × 1,5-W-Hochtonlautsprecher
Röhrenbestückung:	ECC 85, ECH 81, EF 89, 2 × EBF 89, 2 × ECC 83, 2 × EL 84, EM 84, OAA 646, Selengleichrichter 2 × 1/2 B 250/200 — 0,15
Stromversorgung:	Wechselstromnetz 50 Hz, 110/125/150/220 V
Leistungsaufnahme:	etwa 80 W
Gehäuse:	mehrere Varianten Edelholz (Nußbaum hell, mittel, Mahagoni) hochglanzpoliert mit Ahorneinsätzen
Abmessungen in mm:	700 × 430 × 315
Gewicht:	18,75 kp (Variante 6001)

Drucktastenschalter (von unten gesehen)

UKW	K3	K2	K1	M	L	FA	Fern	TA	TB	Aus

Arbeitskontakt

Lautsprecheranschluß Typ 6002

Meßwerte mit Instrument 20000 Ω/V in Schalterstellung „MW-Fern“
Spannungswerte in Klammern in Schalterstellung „UKW-Fern“
Alle Messungen ohne Signal

Bild 6: Stromlaufplan des „Rossini-Stereo“

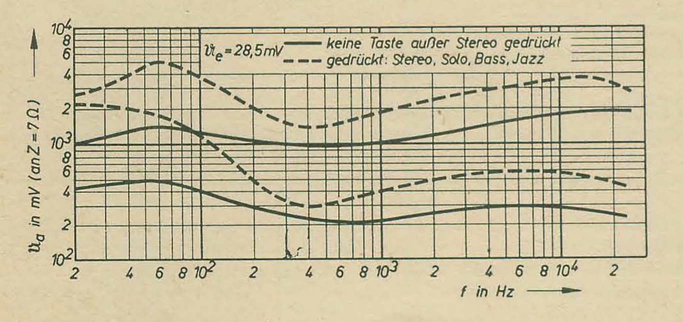


Bild 12: NF-Frequenzgang

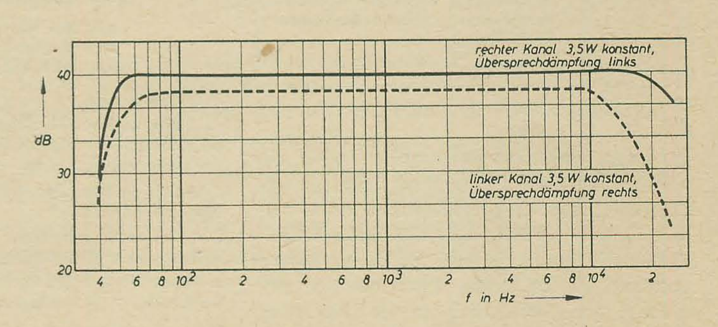


Bild 13: Übersprechdämpfung der beiden NF-Verstärkerzüge

UKW-Reisesuper

Die Anforderungen des Weltmarktes bei Reiseempfängern bedingen heute den UKW-Bereich (in den Ländern, die über ein UKW-Sendernetz verfügen), eine größere Lautstärke, Tonblende, Bedienungs- und Serviceerleichterungen usw. Auch im VEB (K) Goldpfeil übernahm man die Verpflichtung, in kürzester Zeit einen „UKW-Koffer" zu entwickeln, der diesen Forderungen des modernen Weltstandes entspricht.

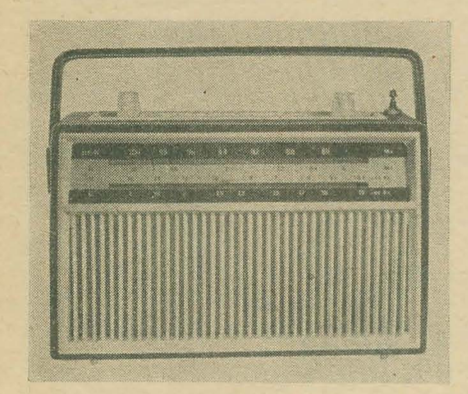


Bild 14: Mustergerät des UKW-Reiseempfängers „Dorena"

Im Bild 14 ist ein erstes Muster des neuen Gerätes zu sehen. Mit der Entwicklung wurde Mitte Januar begonnen, und bereits zur Frühjahrsmesse waren zwei K-2-Muster fertig. Das ist mehr, als die Erfüllung der Verpflichtung verlangte. (Der Name wurde inzwischen in „Dorena" geändert.) Über Schaltungseinzelheiten kann begreiflicherweise noch nichts veröffentlicht werden; hier aber kurz die wichtigsten vorläufigen technischen Daten:

Wellenbereiche:	U 87 ··· 104 MHz K 5,8 ··· 7,5 MHz M 510 ··· 1630 kHz L 150 ··· 410 kHz
Anzahl der Kreise:	AM 6, davon 2 abstimmbar FM 10, davon 2 abstimmbar
Antenne:	Ferritantenne für K, M und L; Teleskopantenne für K und U; Antennenbuchse (Autoantenne)
Ausgangsleistung:	≈ 0,75 W
Tonblende:	Höhen und Bässe getrennt regelbar
Stromversorgung:	9-V-Batterie (2 Flachbatterien oder 6 Babyzellen)
Gehäuse:	zweifarbiges Holzgehäuse mit Plastikbezug und Kunststoffeinsätzen
Abmessungen in mm:	etwa 285 × 180 × 85
Gewicht mit Batterien:	etwa 2,3 kp
Besonderheiten:	übersichtliche Linearskala mit Frequenzteilung, Anschluß für Außenlautsprecher, Momentan-Skalenbeleuchtung

Zu diesen vorläufigen technischen Daten, die sich im Zuge der Entwicklung noch geringfügig ändern können, erfuhren wir noch weitere Einzelheiten. So wird eine hohe UKW-Empfindlichkeit angestrebt; an einem Muster wurden 3 μV bei 26 dB Rauschabstand gemessen. Eine Diodenbuchse für TA- oder TB-Anschluß ist vorgesehen. Die Bestückung besteht aus neun Transistoren und fünf Halbleiterdioden. Die größten Schwierigkeiten macht zur Zeit noch die Beschaffung eines kleinen und leistungsfähigen UKW-Tuners; hier wird man auf Importe zurückgreifen. Beim gegenwärtigen Stand der Entwicklung und weiteren planmäßigen Verlauf kann die Fertigung des „Dorena" termingemäß im Frühjahr 1964 beginnen. Die Geräte sind allerdings in erster Linie für den Export vorgesehen.

Das Mustergerät, das uns vorgeführt wurde, machte einen ansprechenden Eindruck. Hoffen wir, daß auch unsere Leser bald Gelegenheit haben werden, „Dorena" näher kennenzulernen. radio und fernsehen wird jedenfalls seinen Werdegang im Auge behalten!

Neuer Großsuper ab 1964

Das letzte Objekt, für das wir uns in der Entwicklung des VEB (K) Goldpfeil interessierten, war der neue Großsuper, der den „Rossini-Stereo" ab 1964 ablösen wird. Mehrere Gehäusevarianten sind für ihn vorgesehen. Die (im Betrieb hergestellten) Entwürfe, die wir sahen, waren sehr vielversprechend. Neben den Bereichen U, M und L sind vier Kurzwellenbereiche geplant, die den Frequenzbereich 1,9 ··· 26,4 MHz nahezu lückenlos überstreichen. Das Gerät soll eine hohe Empfindlichkeit und eine abschaltbare Scharfabstimmung bei UKW erhalten. Bei späterer Einführung eines HF-Stereosystems soll der Super durch einfachen Einsatz eines Dekoderbausteines und den Austausch einer anderen Baugruppe zum Empfang stereofonischer Sendungen nachrüstbar sein. Dies ist für die Zukunft sehr wichtig. Dennoch sollte man keinesfalls die Illusion hegen, allein in der HF-Stereo liege das zukünftige Heil des Rundfunkhörers! Neben zahlreichen technischen Fragen (zu denen die bisher fehlende Einigung auf eine Stereonorm gehört) gibt es auch noch andere Probleme. Nur bei einem geringen Prozentsatz des Rundfunkprogramms ist das Senden in Stereo sinnvoll! Jedenfalls wird in Hartmannsdorf aufmerksam und tätig die internationale Entwicklung auf dem Sektor HF-Stereofonie verfolgt.

Nähere Bekanntschaft mit dem „Rossini-Nachfolger" — seinen Namen erfuhren wir noch nicht — werden unsere Leser vielleicht sehr bald machen können.

*

Wir sind überzeugt davon, daß man im VEB (K) Goldpfeil die übernommenen Verpflichtungen und Termine lückenlos erfüllen wird. Dennoch sehen wir davon ab, die letzteren bzw. weitere technische Einzelheiten zu nennen. Wie oft geschieht es, daß ein „Einbruch" von seiten eines Zulieferbetriebes die angestrengte Arbeit eines Werkes mit seinem Kollektiv ehrlich arbeitender Menschen zunichte macht! Wir wünschen den „Goldpfeilern" weitere Erfolge in ihrer Arbeit. Und wir danken ihnen, daß sie uns einmal für unsere Leser „hinter die Kulissen" blicken ließen. Dorthin, wo man wirklich moderne Geräte entwickelt . . .

Streng

Literatur

Für das Studium der theoretischen Grundlagen und Prinzipien der künstlichen Verhallung empfehlen wir u. a. folgende Veröffentlichungen:

[1] Kinne: Neues über die Nachhalltechnik bei der Truhe „New York" 1960/61. Funk-Technik 15 (1960) H. 18 S. 640—641

[2] Kösters und Panceram: Methoden zur Erzeugung eines künstlichen Nachhalls. VDE-Fachberichte 15 (1951) S. 311—315

[3] Kuhl: Über die akustischen und technischen Eigenschaften der Nachhallplatte. Rundfunktechnische Mitteilungen 2 (1958) H. 3 S. 111—116

[4] Furdnew: Moderne Halltechnik. Technika Kino i Televidenija 4 (1960) H. 9 S. 70—77

[5] Patentschrift USP 2230836: Electrical Musical Instrument, Laurens Hammond

[6] Einzelheiten über die Grundig-Halleinrichtung. Grundig Technische Informationen 8 (1961) Juli S. 242—248

[7] Reverberation enhances your hi-fi audio. Radio Electronics 32 (1961) H. 12 S. 36 bis 38

[8] Nachhall-Einmischung bei Tonband-Aufnahmen in Mono und Stereo. Funkschau 34 (1962) H. 3 S. 59—60

[9] Owen: Reverberation in Principle and Practice. Electronics World 66 (1961) H. 1 S. 44—45

In „radio mentor" veritas:

Entgegnung und Antwort

31. Mai 1963

Sehr geehrter Herr Schäffer,

erst heute erhielt ich Ihr 1. April-Heft 7/1963 mit dem Beitrag auf Seite 194: In „radio mentor" veritas?

Wenn wir von der Ostzone schreiben, so meinen wir auch die Ostzone, die nach den uns gemachten Angaben Ende 1962 rund 1,8 Millionen Fernsehteilnehmer hatte. Genau waren es 1756728, nämlich 1892477 vermindert um die 135749 Teilnehmer in Ost-Berlin.

Bei der Zuwachszahl von 3000 ist uns allerdings ein böser Fehler unterlaufen, es hätte natürlich rund 300000 heißen müssen.

Für den von uns gemachten Schreibfehler wollen Sie mich bitte bei Ihren Lesern entschuldigen. So bösartig, wie Sie vermuten, sind wir gar nicht!

Ihr
gez. Walter Regelien

Sehr geehrter Herr Regelien,

besten Dank für Ihr Schreiben, das ich so bald beantworte, wie es die Termine unserer Zeitschrift zulassen. Wir kommen sehr gern Ihrer Bitte nach, Sie bei unseren Lesern für den Ihnen unterlaufenen Schreibfehler zu entschuldigen, was wir mit der Veröffentlichung des vollen Wortlauts Ihres Schreibens getan zu haben glauben. Dafür, daß einem ein Fehler durchläuft, haben wir volles Verständnis, das passiert in unserer Redaktion genau so wie anderswo. Wir möchten vor unseren Lesern ebenfalls feststellen, daß „radio mentor', eine Berichtigung in Helt 7 (1963) S. 565 veröffentlicht hat, die allerdings sachlich noch nicht ganz vollständig ist. Das läßt sich übrigens am besten an Ihrem Schreiben an uns demonstrieren.

Gehen wir noch einmal gemeinsam die Zahlen durch. Wenn Sie die Hauptstadt der Deutschen Demokratischen Republik von der Republik abziehen wollen: bitte sehr, obwohl dadurch der wirkliche Zuwachs an Fernsehteilnehmern natürlich verschleiert wird. Aber folgen wir einmal Ihrer Argumentation: Sie kommen richtig auf einen Stand von 1756728 Fernsehteilnehmern in unserer Republik ohne unsere Hauptstadt per 31. 12. 1962. Am 31. 12. 1961 waren es in der Republik 1459300, davon im Demokratischen Sektor von Berlin 108000. Wenn man diese abzieht, bleiben als Stand per 31. 12. 1961 in unserer Republik ohne unsere Hauptstadt 1351300 Fernsehteilnehmer; das ergäbe selbst nach Ihrer Rechnungsmethode einen Zuwachs von 405428. Wenn wir diese Zahl abzurunden hätten, kämen wir auf 400000. Wie kamen Sie — ohne Schreibfehler — auf einen Zuwachs von 300000?

Und schließlich: Wir waren keineswegs so vermessen, Ihnen zu unterstellen, daß Sie nicht das meinen, was Sie schreiben. Wenn Sie „Ostzone" schreiben, meinen Sie auch „Ostzone", daran haben wir, wie gesagt, nie gezweifelt. Wir zweifeln nur daran, daß das, was Sie meinen, sehr sinnvoll ist. Sie sind doch, genau wie wir, Techniker; und Techniker pflegen in jedem Fall erst mal von der Realität auszugehen. Nun, die Realität ist die, daß es eine Ostzone seit dem 7. 10. 1949 nicht mehr gibt. Das Nichtwahrhabenwollen der Wirklichheit ist nicht nur in der Technik eine sehr gefährliche Sache. Es tut uns leid, wenn wir in einer so angesehenen Fachzeitschrift wie der Ihren Ausdrücke und Formulierungen finden, die der Realität nicht entsprechen.

Mit freundlichen Grüßen
Ihr *Peter Schäffer*

Zusatz zur Schaltuhrbox TZ 10

Zu der in radio und fernsehen 10 (1963) H. 2 S. 35 u. 36 beschriebenen Schaltuhrbox TZ 10, die in Verbindung mit den Taschenempfängern T 100 und T 101 als musikalischer Wecker verwendbar ist, wurde vom Verfasser eine recht interessante Zusatzschaltung entworfen.

Wird beispielsweise das Gerät abends ausgeschaltet, und möchte man am nächsten Morgen zu entsprechender Zeit geweckt werden, so arbeitet das Gerät mit der vorher eingestellten Lautstärke. Der Verfasser empfand es nun als störend, daß das Gerät sofort nach dem Einschalten der Betriebsspannung mit der vorher eingestellten Lautstärke arbeitet.

Aus diesem Grunde wurde eine einfache Schaltung entworfen, die nach dem Einschalten die Lautstärke des Taschenempfängers allmählich hochregelt.

Bild 1 zeigt das Schaltbild des Zusatzgerätes. Als Transistor fand ein gerade vorhandener OC 813 Verwendung. Dieser wird zwischen Kollektor und Emitter durch einen 3-kΩ-Widerstand überbrückt, der nach dem Einschalten des Geräts im Außenwiderstand R_L (Taschenempfänger) bei gesperrtem Transistor einen Strom fließen läßt, der so hoch ist, daß der Empfänger leise anspricht. Natürlich kann auch jeder andere Transistortyp Verwendung finden. Zu beachten ist, daß der entsprechende maximale Kollektorstrom nicht überschritten wird und keine Spannungsspitzen auftreten, die zum Durchschlagen der Sperrschicht führen könnten.

Mit dem Fließen des Stromes über den Widerstand R_2 beginnt sich gleichzeitig der Kondensator C_1 über den Widerstand R_1 negativ aufzuladen. Mit negativ werdender Basis des Transistors wird dessen Innenwiderstand

Bild 1: Schaltung des Zusatzgerätes zur Schaltuhrbox TZ 10

immer geringer, und es fließt ein größer werdender Strom über den Transistor, der nun als Nebenschluß zum Widerstand R_2 wirkt und die Lautstärke des Empfängers langsam anschwellen läßt. Durch Vergrößern oder Verringern der Kapazität C_1 kann die Zeitkonstante dieses Vorgangs verändert werden.

Da die beschriebene Einrichtung gleichzeitig die Wirkung einer Siebdrossel hat, deren Siebwirkung beachtlich ist, könnte für C_1 eventuell einer der beiden 500-µF-Siebkondensatoren des Netzteiles Verwendung finden. Hierbei kann das Verhältnis Wechselstrom-Innenwiderstand zu Gleichstrom-Innenwiderstand als Siebfaktor angesetzt werden. Es dürfte also bei Verwendung eines Siebkondensators aus dem Netzteil, trotz Reihenschaltung mit R_1, eine Verbesserung der Siebwirkung der Gesamtschaltung (Netzteil und Zusatzschaltung) bewirkt werden.

Die Zusatzeinrichtung wird schaltungsmäßig zwischen Weckerkontakt und Stromversorgungsbuchsen angeordnet, um den Kondensator C_1 bei abgeschaltetem Gerät im entladenen Zustand zu halten.

Die beschriebene Schaltung wurde für die Verwendung des Taschenempfängers „Sternchen" mit der Schaltuhrbox TZ 10 dimensioniert und hat sich gut bewährt. Sie ist natürlich nach geringfügiger Änderung auch für die zur Verwendung mit der Schaltuhrbox vorgesehenen Taschenempfänger T 100 und T 101 geeignet.

Dietmar Hofmann

Literatur

Fischer, H.-J.: Transistortechnik für den Funkamateur. Deutscher Militärverlag, Berlin-Treptow

Transistorzerhacker im Eintakt- und Gegentaktbetrieb Teil 1

S. GOEDICKE

Bisher wurden mit Hilfe von mechanischen Zerhackern — z. B. Wechselrichter oder rotierende Umformer in Verbindung mit Transformatoren, Gleichrichtern und einer Siebkette — niedere Gleichspannungen in höhere umgesetzt.

Diese Anordnungen haben im wesentlichen folgende Nachteile:

1. Es werden nur Wirkungsgrade von maximal 60% erzielt.
2. Die Lebensdauer wird durch die mechanischen Kontakte stark begrenzt.
3. Durch den Verschleiß der Kontakte muß die Anlage ständig überwacht werden.
4. An den Kontakten der Zerhacker bzw. an den Bürsten der Umformer treten Funken auf, die ein starkes Störspektrum erzeugen.

Anstelle dieser Zerhacker und Umformer lassen sich heute in den meisten Fällen Transistorzerhacker, die auch Gleichspannungswandler bzw. Transverter genannt werden, benutzen.

Der Transistor wird dabei als Schalter verwendet, der über die Basis gesteuert wird. Da die Kniespannungen bei Leistungstransistoren auch bei 15 A Kollektorströmen kaum größer 1 V werden, eignen sich Transistoren besonders gut als Schalter. Die Verluste der Transistoren setzen sich aus den Durchlaßverlusten, Sperrverlusten und den Verlusten während der Umschaltzeit zusammen. Die Durchlaßverluste ergeben sich dabei aus der Restspannung multipliziert mit dem Kollektorstrom. Die Sperrverluste bestehen aus dem Produkt Sperrstrom und Sperrspannung. Das Anwachsen des Kollektorstromes von Null auf seinen Maximalwert und von diesem wieder auf Null erfolgt in endlichen Zeiten. Das in diesen Zeiten integrierte Produkt aus Kollektorspannung und Kollektorstrom sind die Umschaltverluste.

Da das Erfassen dieser aufgeführten Verluste nicht ganz einfach ist, ermittelt man die Kühlflächen der Transistoren am besten durch einen Versuch.

Durch Verwenden von Transistorzerhackern bzw. Gleichspannungswandlern ergeben sich folgende Vorteile:

1. Die Siebmittel und Transformatoren können kleiner ausgeführt werden, da mit höheren Arbeitsfrequenzen bis 20 kHz gearbeitet werden kann.
2. Es werden Wirkungsgrade bis 80% erzielt.
3. Die Wartungszeit wird stark eingeschränkt und die Lebensdauer erhöht, da die mechanischen Kontakte wegfallen.
4. Das Gerät ist schüttelfest und unabhängig von der Lage im Raum.

Es sind vier verschiedene Arten von Gleichspannungswandlern bekannt:

1. Sperrwandler
2. Summierwandler
3. Stromflußwandler
4. Gegentaktwandler

Der Sperrwandler

Die Schaltung im Bild 1 stellt einen einfachen, transformatorisch gekoppelten Kippgenerator dar. Wird der Schalter S geschlossen, dann liegt über die Kollektor-Emitterstrecke fast die volle Batteriespannung an der Primärwicklung W_1.

$$U = L \cdot \frac{di_C}{dt}$$

Da die Batteriespannung U und die Induktivität L konstant sind, muß auch der Anstieg di_C/dt konstant sein. Diese Vereinfachung kann gemacht werden, da nicht in der Eisensättigung gearbeitet wird und die Zeitkonstante der Induktivität

$$\tau_L = \frac{L}{r} \gg t_1$$

ist. Der Batteriestrom steigt also stetig an. Das Verhalten des Kollektorstromes, der Kollektor-Emitterspannung und des Stromes im Gleichrichter ist im Bild 2 dargestellt.

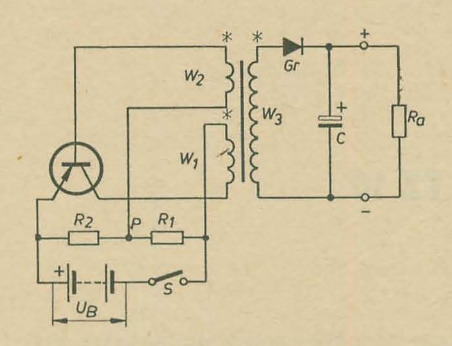


Bild 1: Schaltung des Sperrwandlers

Durch die Stromänderung wird nach dem Induktionsgesetz auch in der Wicklung W_2 eine Spannung induziert, die proportional dieser Stromänderung ist und so gepolt sein muß, daß die Spannung an der Basis negativ wird. Durch den Basiswiderstand R_2 und die Rückkoppelspannung wird die Höhe des Basissteuerstromes festgelegt. Damit ist auch die Größe des Kollektorstromes bestimmt. Hat der Kollektorstrom seinen vom Basissteuerstrom bestimmten höchstzulässigen Wert erreicht, dann geht di_C/dt gegen Null, und der Transistor schaltet ab. Ist der Gleichrichter Gr so gepolt, daß im leitenden Zustand des Transistors die induzierte Spannung in W_3 gesperrt wird, so speichert sich in der Primärinduktivität eine Energie, die dann in der Sperrzeit des Transistors abgebaut wird. Beim Abbau dieser Energie ($E = 1/2 \cdot L_1 I_{Cmax}$) polen sich die Spannungen in den Wicklungen des Übertragers um. Die Basis wird positiv, die Spannung an der Kollektor-Emitterstrecke kann durch die Rückschlagspannung das fünffache der Batteriespannung betragen; und es fließt ein Strom im Gleichrichter Gr, der den Kondensator C auflädt. Sobald sich die Energie entladen hat, beginnt der Vorgang von neuem. Das Merkmal des Sperrwandlers ist also, daß der Übertrager als Speicher arbeitet. Die Ausgangsspannung wird nicht nur von dem Übersetzungsverhältnis des Übertragers und der Größe der Batteriespannung bestimmt, sondern ist mit abhängig vom gewählten Tastverhältnis bzw. Stromflußverhältnis ϑ. Dieses gibt an, in welchem Verhältnis die Durchlaßzeit des Transistors zur gesamten Periode steht. Bezeichnet man die Durchlaßzeit mit t_1 und die Zeit der Periode mit $T = 1/f$, so ist

$$\vartheta = \frac{t_1}{T}$$

Die Ausgangsleistung wird nicht von der Größe des Lastwiderstandes bestimmt, sondern von der Energie, die in der Zeit t_1 aufgenommen wird. Man kann also bei einer vorgegebenen Schaltung eine Veränderung der Ausgangsleistung nur durch eine Änderung des Kollektorspitzenstromes vornehmen. Der Basissteuerstrom kann hierzu mit dem Basiswiderstand R_2 verändert werden. Bei unterschiedlicher Belastung ändert sich die Entladezeit des magnetischen Feldes und damit die Frequenz. Das bedeutet, daß bei großem Lastwiderstand R_a der Laststrom klein und die Ausgangsspannung hoch sein muß. Die Ausgangsspannung ist also stark abhängig vom entnommenen Laststrom.

Im Leerlauf kann durch das ruckartige Entladen eine Gefährdung des Transistors, des Gleichrichters oder des Ladekondensators auftreten. Um eine Zerstörung dieser Bauelemente zu vermeiden, muß, wenn die Schaltung auch im Leerlauf betrieben werden soll, in den Ausgangskreis ein spannungsabhängiger Widerstand eingebaut werden.

Startproblem

Ohne den Spannungsteiler R_1, R_2 schwingt die Schaltung nicht ohne weiteres an. Man muß im nichtschwingenden Zustand den Spannungsteiler so einstellen, daß an der Basis eine negative Vorspannung entsteht. Es fließt dann ein Basis-Emitterstrom, der den Arbeitspunkt so weit verschiebt, daß die Schwingbedingung erfüllt wird.

Vorteile des Sperrwandlers

1. Es werden die wenigsten Schaltelemente gebraucht.
2. Es können hohe Ausgangsspannungen bei kleinen Batteriespannungen erzielt werden.

Nachteile

1. Die Ausgangsspannung ist stark lastabhängig

2. Ohne besondere Maßnahmen darf der Sperrwandler nicht im Leerlauf betrieben werden.
3. Es müssen Transistoren mit hohen Sperrspannungen verwendet werden. Bei einem Tastverhältnis

$$\vartheta = \frac{t_1}{T} = \frac{4}{5}$$

entsteht z. B. folgende Rückschlagspannung: Wird die Rückschlagspannung mit U_B' bezeichnet, dann ergibt sich ein ungefähres Verhältnis von

$$\frac{U_B}{U_B'} \approx \frac{t_2}{t_1}; \quad \frac{T - t_1}{t_1} = \frac{T}{t_1} - 1 = \frac{5}{4} - 1 = \frac{1}{4}$$

Die Rückschlagspannung ist dann

$$U_B' \approx 4 \cdot U_B.$$

Die Sperrspannung des Transistors muß aber größer sein als die Rückschlagspannung plus Batteriespannung, also $\geq 5 \cdot U_B$.
4. Bei niedrigem Tastverhältnis ϑ schwankt die Frequenz stark mit der Belastung.

Man wendet den Sperrwandler dort an, wo hohe Ausgangsspannungen und niedrige Lastströme gefordert sind, z. B. bei Blitzlichtgeräten.

Berechnung des Sperrwandlers

Unterhalb der Eisensättigung ist di_C/dt = konstant, da L konstant ist. Der maximale Kollektorstrom ergibt sich dann aus folgendem Ansatz:

$$\eta \cdot U_1 \int_0^{t_1} i_C \cdot dt = N_a \cdot T,$$

wobei

$$U_1 = U_B - U_{rest} - \Delta U$$

und N_a die abgegebene Leistung ist.
Das Integral $\int i_C \cdot dt$ ist der Flächeninhalt der Kollektorstromkurve (Bild 2a). Also wird:

$$\eta \cdot U_1 \cdot \frac{I_{C\,max}}{2} \cdot t_1 = N_a \cdot T$$

Meßergebnisse haben gezeigt, daß bei einem Stromflußverhältnis

$$\vartheta = \frac{t_1}{T} = \frac{1}{2} \cdots \frac{4}{5}$$

der günstigste Wirkungsgrad entsteht. Dieses Verhältnis in die obige Gleichung eingesetzt ergibt den maximalen Kollektorstrom.

$$I_{C\,max} = \frac{2 \cdot N_a}{\eta \cdot U_1 \cdot \vartheta}$$

Berechnung des Transformators

Die Trafogleichung

$$W = \frac{U}{4{,}44 \cdot \mathfrak{B}_{max} \cdot q_{Fe} \cdot f}$$

hat hier keine Gültigkeit mehr. Da wir es mit Rechteckspannungen zu tun haben, gilt allgemein

$$U = \frac{d\Phi}{dt} \cdot W$$

Diese Gleichung nach $d\Phi$ umgestellt und integriert, ergibt

$$\int_0^{\Phi_{max}} d\Phi = \frac{1}{W_1} \int_0^{t_1} U_1 \cdot dt$$

Das Integral $\int_0^{t_1} U_1 \cdot dt$ ist der Flächeninhalt der Spannungskurve (Bild 2b).

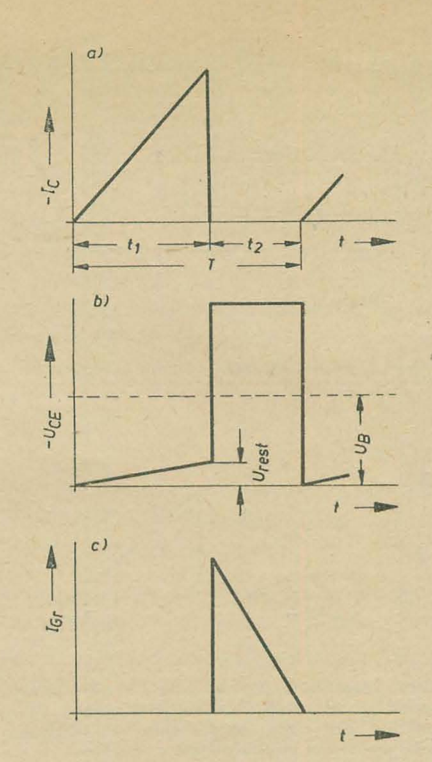


Bild 2: Idealisierter Kurvenverlauf des Sperrwandlers, a) Kollektorstromverlauf, b) Kollektor-Emitterspannung als Funktion der Zeit, c) Stromverlauf im Gleichrichter

Also kann man schreiben

$$\Phi_{max} = \frac{1}{W_1} U_1 \cdot t_1$$

Setzt man für $\Phi_{max} = \mathfrak{B}_{max} \cdot q_{Fe}$ und für $t_1 = \vartheta \cdot T$, dann ergibt sich die Windungszahl W_1 zu

$$W_1 = \frac{U_1 \cdot \vartheta \cdot T}{\mathfrak{B}_{max} \cdot q_{Fe}}$$

Um einen brauchbaren Wirkungsgrad zu erhalten, wählt man für ein Dynamoblech IV Arbeitsfrequenzen unter 500 Hz. Will man mit höheren Frequenzen arbeiten, dann müssen Ferritwerkstoffe verwendet werden.
Aus W_1 läßt sich die Primärselbstinduktion L_1 bestimmen.
Man setzt für

$$L_1 = \frac{W_1^2}{R_m} = \frac{W_1^2}{\frac{l_E}{\mu \cdot q_{Fe}}}$$

und für

$$\mathfrak{B}_{max} = \mu \cdot \mathfrak{H}_{max} = \mu \frac{W_1 \cdot I_{C\,max}}{l_E}$$

Diese beiden Gleichungen mit der Gleichung für W_1 in Verbindung gebracht, ergibt dann die Primärselbstinduktion

$$L_1 = \frac{U_1 \cdot \vartheta \cdot T}{I_{C\,max}}$$

Die minimale Induktivitätskonstante bestimmt sich aus

$$A_{L\,min} = \sqrt{\frac{L_1}{W_1}}$$

Aus dem Herstellerkatalog wählt man den in Frage kommenden A_L-Wert. Mit L_1 und dem festgelegten A_L-Wert errechnet sich dann die endgültige Windungszahl W_1.

$$W_1 = \frac{L_1}{A_L^2}$$

Mit W_1 läßt sich das Rückkopplungsverhältnis bilden. In der Praxis hat sich als günstiges Verhältnis

$$\frac{W_2}{W_1} = \frac{3 \cdots 5\, U_{BE\,max}}{U_1}$$

erwiesen.
U_{BEmax} findet man aus dem Transistorkennlinienfeld für I_{Cmax}. Die Sekundärwindungszahl läßt sich aus folgendem Verhältnis bestimmen:

$$\frac{U_1 \cdot t_1}{U_a' \cdot t_2} = \ddot{u} = \frac{W_1}{W_2}$$

Weiterhin verhält sich

$$\frac{t_2}{t_1} = \frac{T - t_1}{t_1} = \frac{1}{\vartheta} - 1$$

Aus beiden Gleichungen folgt die Wicklung W_3.

$$W_3 = \frac{W_1 \cdot U_a' (1 - \vartheta)}{\vartheta \cdot U_1},$$

wobei

$$U_a' = U_a + U_{Gr} + \Delta U_a$$

ist.
ΔU_a ist der Spannungsabfall an W_3.

Berechnung der Teilerwiderstände

Am Teilerpunkt P soll im schwingenden Zustand eine Spannung von $U_v = 0{,}5 \cdots 2$ V gegen den Pluspol der Batterie stehen.
An R_1 liegt dann die Spannung $U_B + U_v$ und an R_2 nur U_v. Daraus bestimmt sich R_2 zu

$$R_2 = \frac{U_v}{\vartheta \cdot I_{B\,max}}$$

I_{Bmax} findet man aus dem Kennlinienfeld des Transistor für I_{Cmax}. R_1 wird so gewählt, daß der Transverter sicher bei der geforderten tiefsten Umgebungstemperatur und maximaler Last anschwingt.

Der Summierwandler

Bild 3 zeigt die Summierwandlerschaltung. Sie unterscheidet sich vom Sperrwandler, abgesehen von der Dimensionierung, nur durch den am Sekundärkreis angeschlossenen Spannungsverdoppler.
Beim Summierwandler nutzt man beide Halbwellen zur Gleichrichtung aus. Es fließt in der Durchlaß- und Sperrzeit des Transistors ein Ventilstrom im Gleichrichter Gr_1 bzw. Gr_2. Der Summierwandler nimmt also

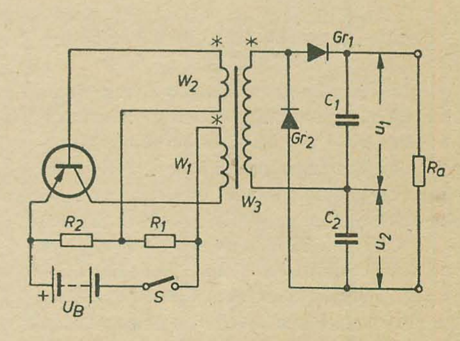


Bild 3: Schaltung des Summierwandlers

in der Leitzeit des Transistors, wenn nicht in der Eisensättigung gearbeitet wird, genau wie der Sperrwandler, den linear ansteigenden Strom der Primärinduktivität auf. Zu diesem addiert sich jetzt noch der transformierte Richtstrom des Gleichrichters, der in Durchlaßrichtung gepolt ist. Der Kollektorstrom bzw. der angenäherte Batteriestrom hat damit den im Bild 4b gezeigten Verlauf. Die Begrenzung des Kollektorstromes erfolgt, genau wie beim Sperrwandler, durch den Basissteuerstrom. Die gleichgerichteten Spannungen an C_1 und C_2 sind unterschiedlich groß. Das erklärt sich daraus, daß der Summierwandler in der Leitzeit des Transistors wie ein Transformator arbeitet und in der Zeit t_2 wie der vorher beschriebene Sperrwandler. Man kann also von einer echten Spannungsverdopplung nicht sprechen, sondern nur von einer Addition der Teilspannungen $U_{a1} + U_{a2}$ (Summierwandler). Man benutzt die Spannungsverdopplerschaltung deshalb, weil sie sich für die Gleichrichtung unsymmetrischer Halbwellen gut eignet. Der effektive Sekundärstrom beider Halbwellen ist gleich, infolgedessen läßt sich die Ausgangsleistung aus den verschieden großen Teilleistungen $N_a = N_{a1} + N_{a2}$ berechnen. Das Verhalten des Kollektorstromes, der Kollektor-Emitterspannung und des Stromes im Gleichrichter als Funktionen der Zeit ist im Bild 4 dargestellt. Stellt man die Sperrwandlerschaltung und die Summierwandlerschaltung gegenüber, so ergeben sich für die Summierwandlerschaltung die Vorteile, daß ihr maximaler Kollektorspitzenstrom bei gleicher Ausgangsleistung und die Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Belastungsstrom geringer sind.

Berechnung des Summierwandlers

Wie bereits erwähnt, ergibt sich die Ausgangsleistung beim Spannungsverdoppler aus der Addition der beiden Teilleistungen $N_{a1} + N_{a2} = N_a$. Vom Transistor müssen in der Zeit t_1 die Stromanteile für N_{a1} und N_{a2} aufgebracht werden.
Die aufgenommene Leistung in der Zeit t_1 muß die Ausgangsleistung für die Zeit T ergeben. Wird das Stromflußverhältnis

$$\vartheta = \frac{t_1}{T} = 0{,}5$$

gewählt, dann muß beim Summierwandler der Kollektorspitzenstrom halb so groß wie beim Sperrwandler sein. Ein günstiger Wirkungsgrad dieser Schaltung wird bei einem Stromflußverhältnis

$$\vartheta = \frac{t_1}{T} = 0{,}6$$

erreicht.
Dann ergibt sich ein Kollektorstrom

$$I_{C\,max} = \frac{2 \cdot N_a}{\eta \cdot U_1 \cdot \vartheta} \cdot \vartheta = \frac{2 \cdot N_a}{\eta \cdot U_1}$$

Wird die Schaltung nach Bild 3 z. B. nicht mit der Gleichrichterkette belastet, dann steigt der Strom — wie im Bild 4b dargestellt — von a nach b angenähert linear an. Diese Vereinfachung kann gemacht werden, da nicht in der Eisensättigung gearbeitet wird. Belastet man z. B. den Wandlertrafo mit einer ohmschen Last, dann verschiebt sich die Linie a—b zu einer Parallelen nach oben. Wird der Wandler mit der Gleichrichterkette belastet, dann kommt die Stromkurve nach Bild 4b zustande.

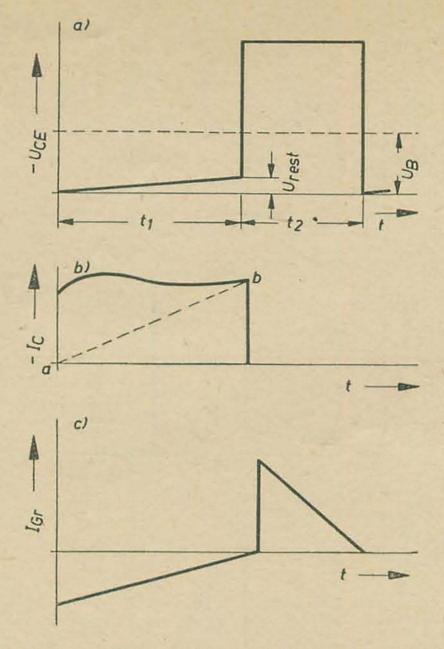


Bild 4: Idealisierter Kurvenverlauf des Summierwandlers, a) Kollektor-Emitterspannung als Funktion der Zeit, b) Kollektorstromverlauf, c) Stromverlauf im Gleichrichter Gr₁, Gr₂

Die Berechnung der Primärwindungszahl ist analog der des Sperrwandlers.

$$W_1 = \frac{U_1 \cdot \vartheta \cdot T}{\mathfrak{B}_{max} \cdot q_{Fe}}$$

und daraus wieder die Primärinduktivität

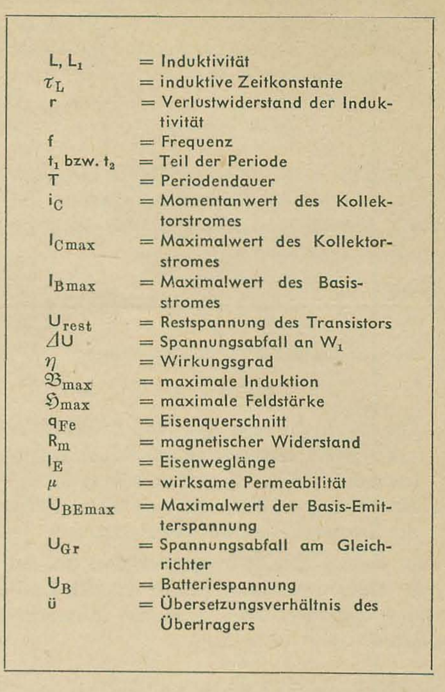
$$L_1 = \frac{U_1 \cdot \vartheta \cdot T}{I_{C\,max}}$$

Die Sekundärwindungszahl muß beim Summierwandler kleiner werden, da sich die Ausgangsspannung U_a aus den Teilspannungen addiert. Bei einem Stromflußverhältnis von $\vartheta = 0{,}5$ ergibt sich beim Summierwandler die Hälfte der Windungszahl des Sperrwandlers. Für ein Stromflußverhältnis $\vartheta = 0{,}6$ ergibt sich

$$W_3 = \frac{W_1 \cdot U_a' (1 - \vartheta)}{U_1 \cdot \vartheta} \cdot \vartheta = \frac{W_1 \cdot U_a' (1 - \vartheta)}{U_1}$$

Das Rückkopplungsverhältnis und die Teilerwiderstände werden auf die gleiche Art wie beim Sperrwandler bestimmt.

Verwendete Formelzeichen



L, L_1	= Induktivität
τ_L	= induktive Zeitkonstante
r	= Verlustwiderstand der Induktivität
f	= Frequenz
t_1 bzw. t_2	= Teil der Periode
T	= Periodendauer
i_C	= Momentanwert des Kollektorstromes
I_{Cmax}	= Maximalwert des Kollektorstromes
I_{Bmax}	= Maximalwert des Basisstromes
U_{rest}	= Restspannung des Transistors
ΔU	= Spannungsabfall an W_1
η	= Wirkungsgrad
$\mathfrak{B}_{max}$	= maximale Induktion
$\mathfrak{H}_{max}$	= maximale Feldstärke
q_{Fe}	= Eisenquerschnitt
R_m	= magnetischer Widerstand
l_E	= Eisenweglänge
μ	= wirksame Permeabilität
U_{BEmax}	= Maximalwert der Basis-Emitterspannung
U_{Gr}	= Spannungsabfall am Gleichrichter
U_B	= Batteriespannung
ü	= Übersetzungsverhältnis des Übertragers

TN-Typen (Thermistoren)

Anpassung von Kennlinien

Wie bereits festgestellt wurde, läßt sich eine vorgegebene Kennlinie mit TN-Widerständen infolge der fertigungsbedingten Streuungen nicht einhalten. Durch Zuschalten ohmscher Widerstände ist es jedoch jederzeit möglich, die Kennlinie eines TN-Widerstandes einer geforderten Kennlinie in einem bestimmten Temperaturbereich anzupassen. Durch Reihenschaltung eines ohmschen Widerstandes zu einem TN-Widerstand wird die b-Konstante der Kombination herabgesetzt, während gleichzeitig der Gesamtwiderstandswert ansteigt. Bei Parallelschaltung eines ohmschen Widerstandes nimmt die b-Konstante der Kombination ebenfalls ab, wobei auch der Gesamtwiderstandswert kleiner wird. Durch Reihen- und Parallelschaltung eines ohmschen Widerstandes wird also die b-Konstante der Kombination kleiner als die b-Konstante des TN-Widerstandes, wobei man es gleichzeitig in der Hand hat, durch geeignete Bemessung der Schaltung den b-Wert und den Gesamtwiderstandswert in bestimmten Grenzen einzustellen.

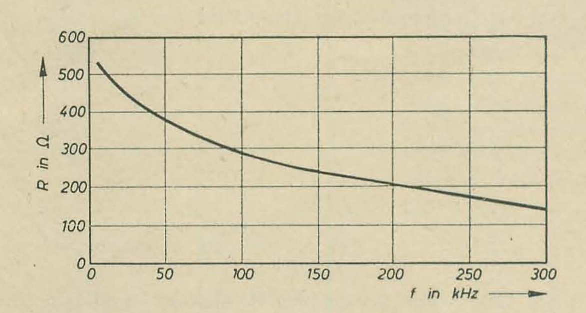


Bild 1: Frequenzabhängigkeit des reellen Widerstandes

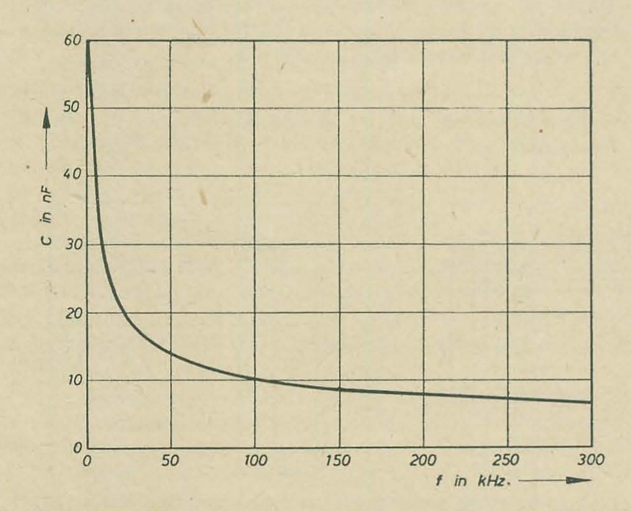


Bild 2: Frequenzabhängigkeit der Kapazität

Frequenzverhalten von TN-Widerständen

TN-Widerstände weisen eine Frequenzabhängigkeit ihres elektrischen Verhaltens auf. Gegenüber dem Kurvenverlauf in den Datenblättern ändern sich dabei die Meßwerte, während die prinzipiellen Abhängigkeiten bestehen bleiben.

Während zwischen Messungen, die bei einer Gleichspannung und einer 50-Hz-Wechselspannung durchgeführt wurden, nahezu keine Unterschiede feststellbar sind, macht sich bei höheren Frequenzen der Einfluß der Dielektrizitätskonstante des Werkstoffes (von der Struktur abhängig) bemerkbar. Mißt man den Scheinwiderstand, so erhält man für den Realteil und die Kapazität die in den Bildern 1 und 2 angegebenen Frequenzabhängigkeiten. Nach hohen Frequenzen hin strebt die relative Dielektrizitätskonstante einem Endwert zu, der der tatsächlichen DK des Werkstoffes entspricht (Bild 3).

Im Bild 4 ist der Verlauf der Temperaturabhängigkeit des Scheinwiderstandes für den reellen Widerstand und die Kapazität dargestellt.

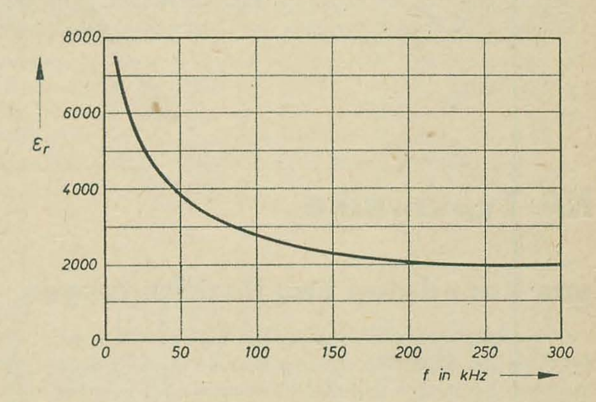


Bild 3: Frequenzabhängigkeit der relativen DK

Temperaturmessung

Die Verwendung von Halbleitern zur Temperaturmessung folgt dem bekannten Prinzip der Widerstandsthermometrie. Der große Temperaturkoeffizient der Thermistoren erlaubt jedoch, eine um etwa eine Größenordnung höhere Empfindlichkeit zu erreichen. Infolge des relativ hohen Widerstandes der Thermistoren erweist sich der Einfluß der Zuführungsleitungen als gering, so daß eine Fernmessung möglich wird. Mit Thermistoren kann daher eine Reihe von Temperaturen an einem zentralen Punkt gemessen und die Meßelemente an schwer zugänglichen Stellen untergebracht werden. Bei Verwendung von Thermistoren kleiner Wärmekapazität lassen sich auch sehr schnelle Temperaturschwankungen gut erfassen. Verglichen mit den feinen Drähten der Widerstandsthermometer besitzen die Thermistoren eine höhere mechanische Widerstandsfähigkeit.

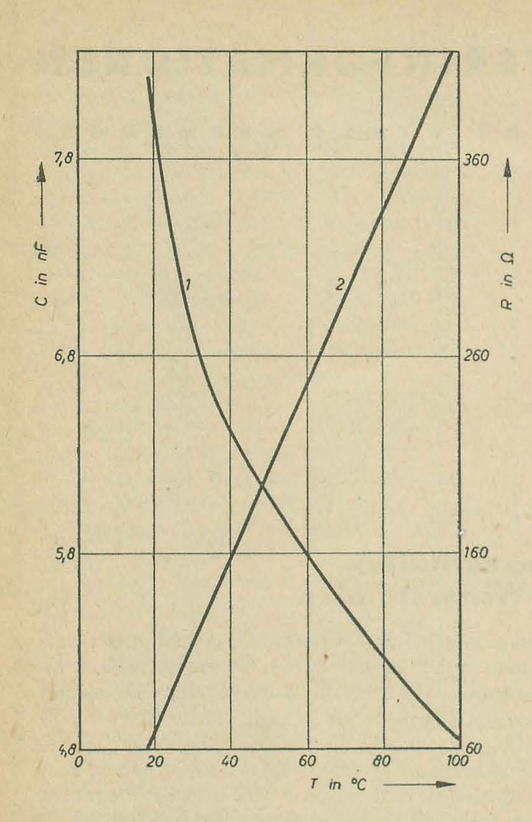


Bild 4: Temperaturabhängigkeit des reellen Widerstandes und der Kapazität. Parameter: f = 25 kHz. Kurve 1: Temperaturabhängigkeit des reellen Widerstandes. Kurve 2: Temperaturabhängigkeit der Kapazität

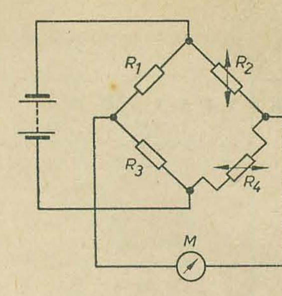


Bild 5: Temperaturbrückenmessung mit zwei Halbleiterwiderständen

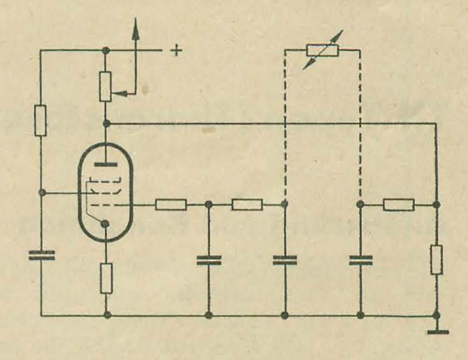


Bild 6: R-C-Oszillator zur Temperaturmessung mittels Radiosonden

Am einfachsten läßt sich eine Temperaturmessung mit Halbleitern auf eine Strom- oder Spannungsmessung zurückführen. In diesen Fällen ist der durch den Halbleiter fließende Strom bzw. der Spannungsabfall über diesem ein Maß für dessen Temperatur. Für höhere Ansprüche (Präzisionsmessung) sind diese Verfahren jedoch nicht mehr brauchbar. Am besten eignen sich hierfür die bekannten Brückenverfahren, wobei zur Speisung der Brücke Gleichstrom oder niederfrequenter Wechselstrom benutzt werden kann. Eine Erhöhung der Meßgenauigkeit läßt sich durch Verwendung von zwei Halbleitern nach der Schaltung Bild 5 erreichen, in der der eine Halbleiter als Temperaturfühler dient, der andere dagegen die Kompensation der Raumtemperatur übernimmt. Bei dieser Anordnung fällt übrigens der Nachteil, daß sich die Temperatur der Halbleiter selbst infolge des Stromdurchganges leicht erhöht, kaum ins Gewicht. Immerhin wird man zur Vermeidung von Fehlmessungen den Meßstrom natürlich so gering wie möglich halten. Die Temperaturregistrierung erfolgt je nach dem verwendeten Halbleitertyp nach Widerstandsanpassung entweder direkt oder nach passender Verstärkung auf einem geeigneten Schreibgerät (Multithermograf, Kompensograf).

Eine andere Möglichkeit besteht darin, daß man den Halbleiterwiderstand als frequenzbestimmendes Element eines RC-Tonfrequenzgenerators verwendet (Bild 6). Dieses Verfahren erlaubt eine einfache Übertragung der Meßwerte auf drahtlosem Wege, indem die erzeugte Tonfrequenz zur Modulation des Senders benutzt wird.

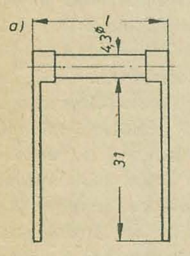
TNA-Typenreihe

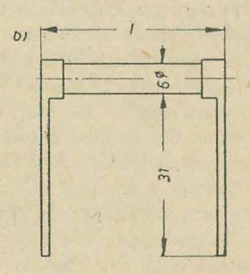
Neue Kenndaten und Bezeichnungen

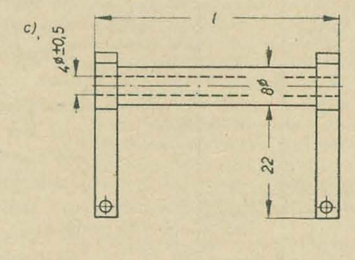
Die Verwendung eines neu entwickelten Halbleiterwerkstoffes zur Herstellung von Thermistoren erfordert eine neue Festlegung der elektrischen Kenndaten und der Bezeichnungen. Die bisher unter den Bezeichnungen HLN, HLB und HLL gefertigten Thermistoren werden bei Verwendung des neuen Werkstoffes mit TNA (Thermistor mit negativem Temperaturkoeffizienten zur Verwendung als Anlaßwiderstand) bezeichnet.

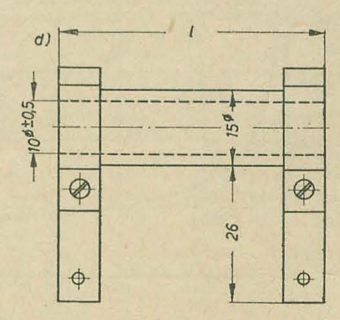
Es sind drei Typenreihen vorgesehen:

1. TNA 100 — zur Verwendung in Allstrom-Rundfunkgeräten als Strombegrenzung im Einschaltmoment und für Sonderanwendungen mit einem Nennstrom von I_n = 100 mA;
2. TNA 300 — zur Verwendung in Fernsehgeräten als Strombegrenzung im Einschaltmoment und für Sonderanwendungen mit einem Nennstrom von I_n = 300 mA;
3. TNA 1000 — zur Verwendung als Anlaßwiderstand in der Starkstromtechnik und für Sonderanwendungen mit einem Nennstrom von I_n = 1000 mA.









Abmessungen der TNA-Typen: a) TNA-Typ 10/100, 12/100, 15/100; b) TNA-Typ 18/100, 22/100, 24/100, 30/100, 36/100; c) TNA-Typ 10/300, 12/300, 15/300, 18/300, 22/300, 25/300, 27,5/300, 30/300; d) TNA-Typ 10/1000, 20/1000, 30/1000

Wird fortgesetzt

Hochfrequenz-Kleinleistungsoszillatoren und -verstärker mit Transistoren

Röhren und Transistoren in Leistungsoszillatoren setzen nur einen Teil der Batterieleistung in elektrische Schwingungsenergie um. Ein gewisser Energieteil wird unvermeidlich in Wärme verwandelt. Bei Röhren kleiner Leistung reicht meistens die Wärmeabfuhr durch Konvektion und Strahlung über den Glaskolben aus. Über die üblichen kleinen Transistorgehäuse läßt sich dagegen im äußersten Falle nur eine Verlustleistung von 120 bis 150 mW abführen. Bei Halbleiterbauelementen mit höherer Verlustleistung ist die Verwendung zusätzlicher Kühlflächen nicht zu vermeiden. Da dies physikalisch bedingt ist, muß es der Schaltungstechniker und Gerätekonstrukteur als Tatsache hinnehmen. Besonders bei hohen Frequenzen scheint die Verwendung von Kühlblechen hinderlich zu sein. In vielen Fällen können jedoch bereits vorhandene Metallflächen, z. B. Traggerüste, Stator- und Rotorplatten von Drehkondensatoren u. ä., zum Zwecke der Wärmeableitung mit ausgenutzt werden. Es ist auch durchaus denkbar, daß der Gerätekonstrukteur die Kühlflächen zum Aufbau von Kapazitäten ausnutzt, die dann als Bauelement ganz oder teilweise entbehrlich werden.

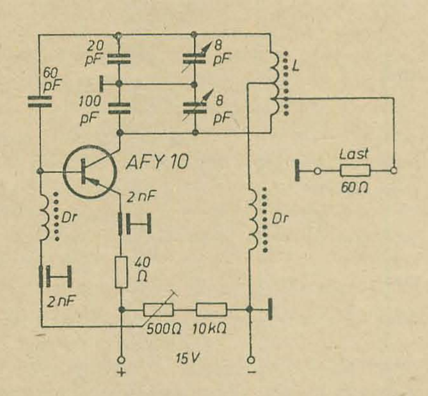


Bild 1: Transistoroszillator für 27 MHz

Zur Erläuterung werden einige Schaltungsbeispiele beschrieben, die die Firma Siemens vor einiger Zeit mitteilte. Im Bild 1 ist die Schaltung eines Transistoroszillators für 27 MHz dargestellt. Er arbeitet in kapazitiver Dreipunktschaltung. Das Transistorgehäuse ist zur besseren Wärmeableitung mechanisch mit dem Schmetterlings-Drehkondensator verbunden. Der Schwingkreis liegt für Gleichstrom an Masse und erlaubt daher eine verlustarme HF-Auskopplung. Die Abstimmung erfolgt durch den Drehkondensator. Wie meistens, so arbeitet auch hier der Oszillator im C-Betrieb. Das erfordert bei Diffusions- oder Diffusionslegierungs-Transistoren wegen ihrer geringen Emittersperrspannung einige Aufmerksamkeit beim Abgleich. Um eine thermische Überlastung des Transistors zu vermeiden, soll der Kollektorstrom während der Justierarbeiten am Schwingkreis oder an der Antenne durch Herabsetzen der Basisvorspannung mittels des 500-Ω-Trimmpotentiometers klein gehalten werden. Im Betriebszustand ist ein Kollektorstrom von 30 mA einzustellen. Die Ausgangsleistung am 60-Ω-Lastwiderstand beträgt etwa 120 mW. Der Wirkungsgrad liegt somit bei 27%. Die Schwingkreisinduktivität L ist auf einem Ferritgewindekern aus versilbertem Kupferdraht (1 mm ∅) gewickelt. Sie hat insgesamt 13 Windungen und ist für die Zuführung des Kollektorstromes in der Mitte angezapft. Die Anzapfung für den Anschluß des Lastwiderstandes liegt bei sechs Windungen.

Bild 2 zeigt die Schaltung eines frequenzmodulierten Senders für 152 MHz. Der Transistor wird hier in Basisschaltung betrieben. Die Rückkopplung erfolgt durch den Kondensator von 2,5 pF zwischen dem Kollektor und Emitter. An R_1 wird der optimale Arbeitspunkt für höchste Ausgangsleistung eingestellt.

Die Frequenzmodulation erfolgt durch eine Kapazitätsdiode im Schwingkreis, die mit einer Gleichspannung von 4 V vorgespannt ist. Unter dem Einfluß der Modulationsspannung wird die Schwingfrequenz verändert. Als Antenne dient am besten ein $\lambda/4$-Strahler. Er wird durch entsprechende Wahl des Abgriffs an der Schwingkreisspule angepaßt. Die Kühlung erfolgt hier zweckmäßigerweise dadurch, daß das Gehäuse des Transistors gut wärmeleitend mit der Spule des Schwingkreises verbunden wird. Bei Einstellung eines Kollektorstromes von 20 mA ergibt sich etwa eine Hochfrequenzausgangsleistung von 60 ··· 70 mW. Bei einer Modulationsspannung von 2 V beträgt der Frequenzhub ±100 kHz. Die Kreisinduktivität besteht aus vier Windungen eines versilberten Kupferbandes 4×0,5 mm, das auf einen Dorn von 12 mm Durchmesser gewickelt wird. Die Spule ist 25 mm lang.

Der im Bild 3 dargestellte Leistungsverstärker arbeitet auf einer Frequenz von 40 MHz und erreicht eine Ausgangsleistung von 315 mW. Dazu muß am Eingang eine Leistung von 19 mW aufgebracht werden.

Beachtenswert ist das π-Glied am Eingang. Es dient zur Anpassung des Eingangswiderstandes, der infolge der nichtlinearen Eingangskennlinie des Transistors amplitudenabhängig ist, an den Generatorwiderstand. Der abgestimmte Eingangsübertrager ist in der Mitte angezapft. Die Symmetrie der Aussteuerung wird durch Verschieben der Basisanzapfungen eingestellt. Die äußeren Basiswiderstände, die ggf. zu „justieren" sind, erlauben die Einstellung des Kollektorstromes beider Transistoren. Auch hier dienen die

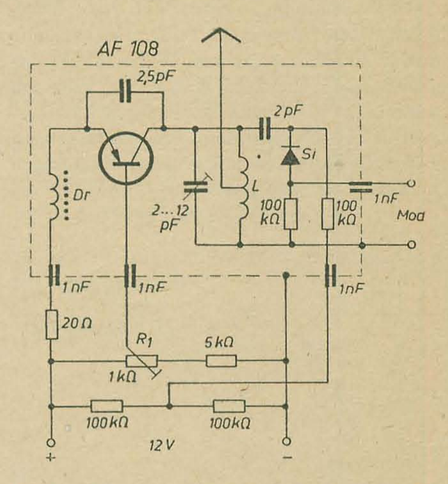


Bild 2: Frequenzmodulierter Kleinsender für 152 MHz

Statoren des Schmetterlingskondensators als Kühlflächen. Das π-Glied am Ausgang erlaubt in gewissen Grenzen eine Anpassung an den Lastwiderstand und wirkt außerdem für Frequenzen über 40 MHz als Filter. Der Kollektorstrom pro Transistor beträgt 25 ··· 30 mA. Die Induktivitäten der Filterspulen L_1 und L_2 wurden zu 0,25 μH gewählt. L_3 besteht aus 12 Windungen eines versilberten Kupferdrahtes von 1 mm Durchmesser und ist auf einen Dorn von 16 mm gewickelt und auf eine Länge von 25 mm ausgezogen. Die Abgriffe für die Basisanschlüsse liegen bei vier Windungen, von den Spulenenden aus gerechnet. L_4 hat 10 Windungen 1,5 Cu versilbert, ist auf einen Dorn von 12 mm gewickelt und auf eine Spulenlänge von 12 mm ausgezogen. Der Abgriff befindet sich bei der vierten Windung.

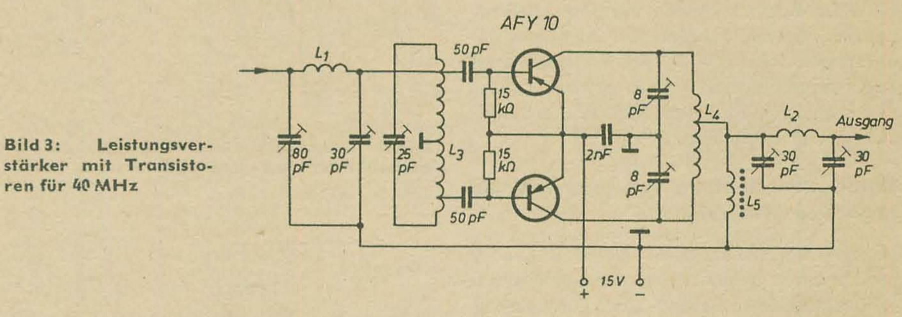


Bild 3: Leistungsverstärker mit Transistoren für 40 MHz

Elektronus

DIE TUNNELDIODE (6)

HANS-JOACHIM LOSSACK

VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin-Oberschöneweide

Verstärker und Oszillatoren mit Tunneldioden **Teil 1**

In diesem Beitrag werden nach einer allgemeinen Behandlung der Schaltungen mit negativen Widerständen Anwendungsmöglichkeiten der Tunneldioden in Verstärker- und Oszillatorschaltungen angegeben.

Statische Kennlinien vom S- und N-Typ

Nach Bild 42 kann man zwei Arten von Kennlinien unterscheiden, die beide einen gemeinsamen Bereich negativen Widerstandes besitzen. Dieser negative Widerstand kann zur teilweisen (Verstärker) oder vollständigen (Oszillator) Entdämpfung von Schaltungen mit und ohne Resonanzkreise herangezogen werden.

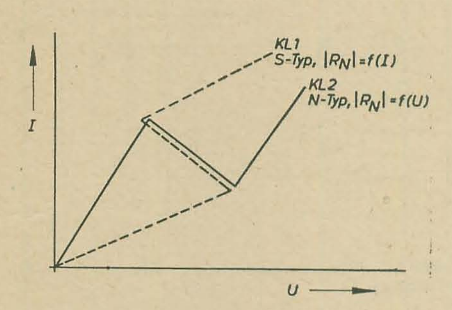


Bild 42: Statische Kennlinien vom S- und N-Typ

Zu den Schaltungsanordnungen mit einer statischen Kennlinie nach KL 1 im Bild 42 — die vom sog. S-Typ, also strom- bzw. leerlaufstabil sind — gehören u. a. die Lichtbögen und NTC-Widerstände. Diese Schaltungsanordnungen können nur Reihen-Resonanzkreise stabil entdämpfen. Schaltungsanordnungen mit einer statischen Kennlinie nach KL 2 im Bild 42 können nur Parallel-Resonanzkreise stabil entdämpfen. Zu diesen Anordnungen vom sog. N-Typ, die spannungs- bzw. kurzschlußstabil sind, gehören neben dem Dynatron und den NTC-Widerständen auch die Tunneldioden.

Zusammenschaltung von positiven und negativen Widerständen

Da im allgemeinen nicht sofort übersehen werden kann, welche Größe der resultierende Widerstand einer Reihen- bzw. Parallelschaltung von positivem und negativem Widerstand besitzt, soll dieser zunächst angegeben werden.

Reihenschaltung

Schaltet man einen positiven Widerstand R_L und einen negativen Widerstand $-|R_N|$ in Reihe, so erhält man nach Bild 43 für den Gesamtwiderstand R_{gs}

$$R_{gs} = R_L - |R_N|$$

Im Bild 44 ist der Verlauf von R_{gs} als Kennlinie 1 dargestellt.

Parallelschaltung

Bei der Parallelschaltung eines positiven und negativen Widerstandes nach Bild 45 erhält man für den Gesamtwiderstand

$$R_{gp} = \frac{-|R_N| \cdot R_L}{R_L - |R_N|}$$

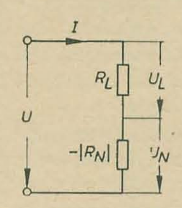


Bild 43: Reihenschaltung von R_L und $-|R_N|$

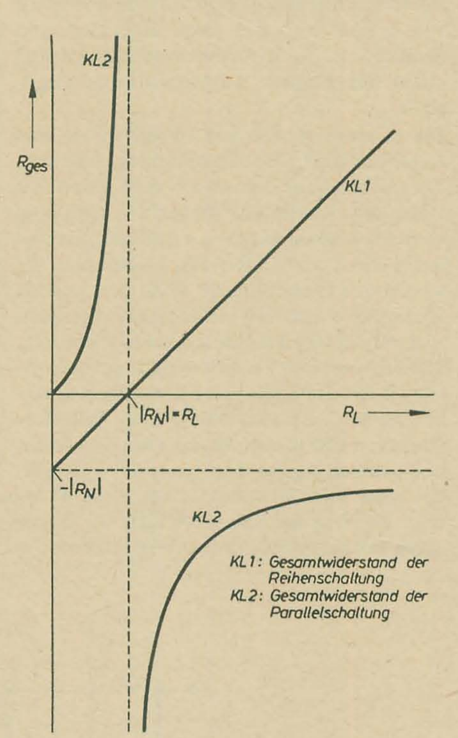


Bild 44: Gesamtwiderstand der Reihen- und Parallelschaltung von R_L und $-|R_N|$

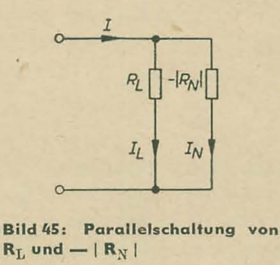


Bild 45: Parallelschaltung von R_L und $-|R_N|$

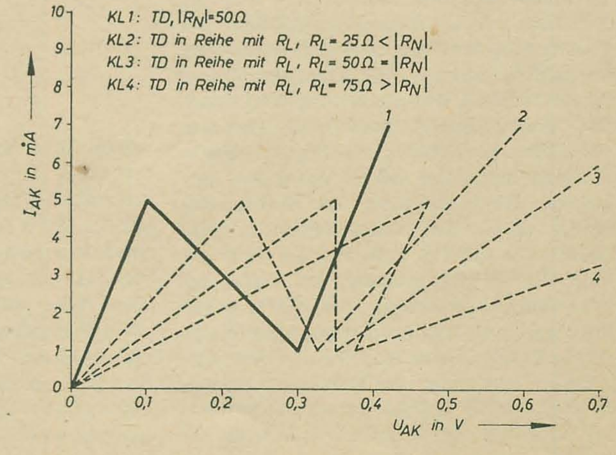


Bild 46: I-U-Kennlinie der Reihenschaltung von Tunneldiode und Widerstand R_L

Der Verlauf von R_{gp} ist im Bild 44 als Kennlinie 2 gezeichnet.

Die Strom-Spannungskennlinien

Die I-U-Kennlinie von R_{gs}

In vielen Fällen interessiert die I-U-Kennlinie des Gesamtwiderstandes. Bild 46 zeigt den Einfluß eines in Reihe zur Tunneldiode geschalteten variablen Widerstandes R_L auf die schematisierte Tunneldiodenkennlinie. Soll also der negative Widerstand in einem Arbeitspunkt der Tunneldiodenkennlinie verkleinert werden, so kann man dies durch die Reihenschaltung eines Widerstandes R_L erreichen. Das kann evtl. bei großem $|R_N|_{min}$ notwendig werden.

Die I-U-Kennlinie von R_{gp}

Schaltet man zu einer Tunneldiode einen variablen Widerstand R_L parallel, so erhält man eine Kennlinienschar nach Bild 47. Dieser Fall ist insofern von Bedeutung, da er meßtechnisch sehr oft ausgenutzt wird. Ist $R_L = |R_N|$, so ist der Gesamtwiderstand unendlich groß.

Spannungs- und Stromverstärkung

Für die Spannungen U_L und U_N nach Bild 43 erhält man die Gleichungen

$$U_L = U \cdot \frac{R_L}{R_L - |R_N|}$$

und

$$U_N = U \cdot \frac{|R_N|}{|R_N| - R_L}$$

In der normierten Form

$$V_U = \frac{U_L}{U} = \frac{1}{1 - \frac{|R_N|}{R_L}} \quad (65)$$

und

$$\frac{U_N}{U} = \frac{1}{1 - \frac{R_L}{|R_N|}} \quad (66)$$

ist der Verlauf der Gleichungen (65) und (66) im Bild 48 dargestellt. Besondere Bedeutung hat hierbei die Gleichung (65), da diese die Spannungsverstärkung V_U der Reihenschaltung darstellt. Für $2 \cdot R_L = |R_N|$ wurden im Bild 49 die Verhältnisse an einem linearen und einem nichtlinearen Widerstand gegenübergestellt. Da an R_L die doppelte Quellenspannung liegt, beträgt die Spannungsverstärkung $V_U = 2$. Für R_L gegen $|R_N|$ erhält man theoretisch eine unendlich große Verstärkung. Bild 50 dient zur Veranschaulichung des Ver-

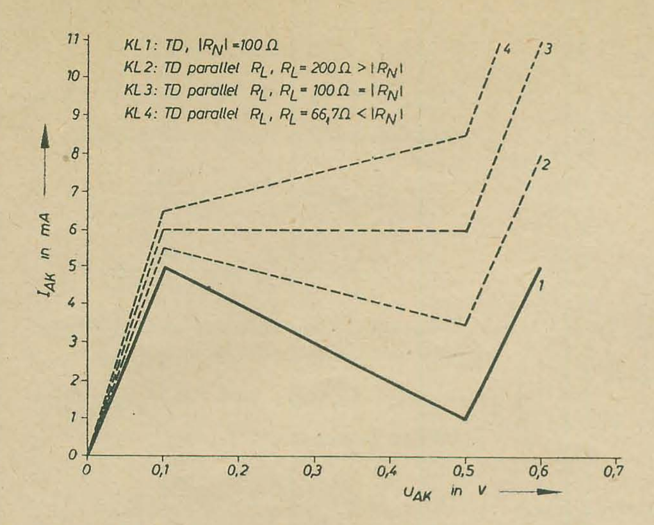


Bild 47: I-U-Kennlinie der Parallelschaltung von Tunneldiode und Widerstand R_L

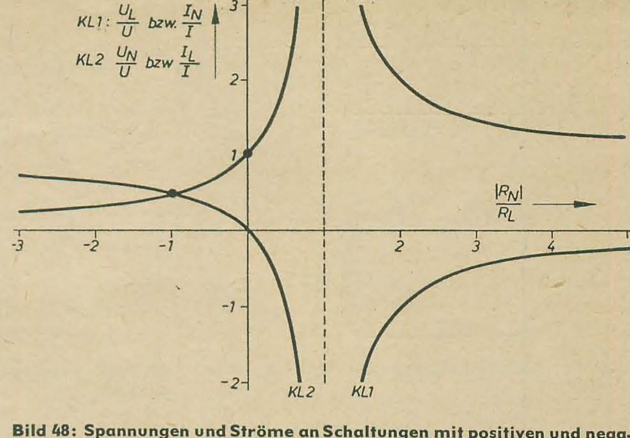


Bild 48: Spannungen und Ströme an Schaltungen mit positiven und negativen Widerständen

stärkungseffektes. Eine Urspannung E mit einem Quellenwiderstand R_Q' wird mit einer kleinen Wechselamplitude U_{ss} überlagert. Hierbei ergibt sich an der Tunneldiode eine Arbeitspunktverlagerung, die eine Änderung der Spannung an dem zur Tunneldiode in Reihe oder parallel liegenden Lastwiderstand R_L erwirkt. Man erhält die Spannungsverstärkung $V_u = U_{ss}'/U_{ss}$.

Die im Bild 50 schematisiert dargestellte Kennlinie stellt die jeweils resultierende Kennlinie nach den Bildern 46 oder 47 dar, je nachdem, ob der Lastwiderstand R_L in Reihe oder parallel zur Tunneldiode liegt. Durch einen Quellenwiderstand $R_{Q_2}'' > R_{Q_1}'$ erhält man eine noch größere Arbeitspunktauswanderung und somit eine größere Verstärkung $V_u'' = U_{ss}''/U_{ss}$.

Hier ist auch zu erkennen, daß für $R_Q \to |R_N|_{resultierend}$ die Spannungsverstärkung V_u gegen Unendlich geht.

Für die Ströme I_L und I_N der Parallelschaltung im Bild 45 findet man die Gleichungen

$$I_L = I \cdot \frac{|R_N|}{|R_N| - R_L}$$

und

$$I_N = I \cdot \frac{R_L}{R_L - |R_N|}$$

bzw. in der normierten Darstellung

$$V_I = \frac{I_L}{I} = \frac{1}{1 - \frac{R_L}{|R_N|}} \tag{67}$$

und

$$\frac{I_N}{I} = \frac{1}{1 - \frac{|R_N|}{R_L}} \tag{68}$$

Die Gleichungen (67) und (68) entsprechen den Verläufen der Gleichungen (66) und (65) nach Bild 48. Die Gleichung (67) stellt die Stromverstärkung der Schaltung nach Bild 45 dar.

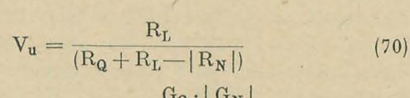
Spannung, Strom und Leistung an R_L in der Schaltung nach Bild 51

Für die Spannung an R_L erhält man

$$U_L = U \cdot \frac{R_L}{(R_Q + R_L - |R_N|)} \tag{69}$$

und somit für die Spannungsverstärkung

Bild 49: Vergleich zwischen positivem und negativem Widerstand



$$V_u = \frac{R_L}{(R_Q + R_L - |R_N|)} \tag{70}$$

$$= \frac{G_Q \cdot |G_N|}{|G_N|\,(G_Q + G_L) - G_Q \cdot G_L} \tag{71}$$

Den Strom durch R_L errechnet man mit $U = I_K \cdot R_Q$ zu

$$I_L = I_K \cdot \frac{R_Q}{R_Q + R_L - |R_N|} \tag{72}$$

und man erhält für die Stromverstärkung

$$V_i = \frac{I_L}{I_K} = \frac{R_Q}{R_Q + R_L - |R_N|} \tag{73}$$

$$= \frac{G_L\,|G_N|}{|G_N|\,(G_Q + G_L) - G_Q \cdot G_L} \tag{74}$$

Aus den vorstehenden Gleichungen (69) und (72) erhält man die an R_L verbrauchte Leistung zu

$$P_L = U_L \cdot I_L$$

$$= U^2 \cdot \frac{R_L}{(R_Q + R_L - |R_N|)^2} \tag{75}$$

$$= U^2 \cdot \frac{G_Q \cdot G_L \cdot |G_N|^2}{[|G_N|\,(G_Q + G_L) - G_Q \cdot G_L]^2} \tag{76}$$

Stabilitätsbedingungen der Schaltung nach Bild 51

Aus der Gleichung (73) für die Schaltung nach Bild 51 erhält man folgende Bedingungen: Für eine stabile Schaltung ($V_i > 0$) muß der Nenner von Gleichung (73) positiv sein.

Man erhält somit die Bedingung

$$|R_N| < R_Q + R_L$$

Da die Spannungsverstärkung ferner > 1 sein soll, folgt die weitere Bedingung

$$R_L < |R_N|$$

Die vorstehenden Gleichungen kann man zusammenfassen und erhält

$$R_L < |R_N| < R_Q + R_L \tag{77}$$

und nach einer Stabilitätsbetrachtung der Gleichung (74) die äquivalente Form

$$G_Q \,||\, G_L < |G_N| < G_L \tag{78}$$

Strom, Spannung und Leistung an R_L in der Schaltung nach Bild 52

Für die Schaltung im Bild 52 erhält man den Strom durch R_L zu

$$I_L = I_K \cdot \frac{R_Q \cdot |R_N|}{[|R_N|\,(R_Q + R_L) - R_Q \cdot R_L]} \tag{79}$$

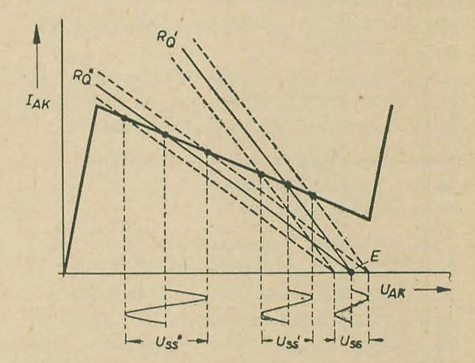


Bild 50: Grafische Darstellung des Verstärkereffektes

und somit die Stromverstärkung

$$V_i = \frac{R_Q \cdot |R_N|}{|R_N|\,(R_Q + R_L) - R_Q \cdot R_L} \tag{80}$$

$$= \frac{G_L}{(G_Q + G_L - |G_N|)} \tag{81}$$

Die Spannung U_L erhält man mit

$$I_K = \frac{U}{R_Q} \quad \text{zu}$$

$$U_L = U \cdot \frac{R_L \cdot |R_N|}{|R_N|\,(R_Q + R_L) - R_Q \cdot R_L} \tag{82}$$

und hieraus die Spannungsverstärkung

$$V_u = \frac{U_L}{U} = \frac{R_L \cdot |R_N|}{|R_N|\,(R_Q + R_L) - R_Q \cdot R_L} \tag{83}$$

$$= \frac{G_Q}{G_Q + G_L - |G_N|} \tag{84}$$

Mit den angegebenen Gleichungen (79) und (82) folgt schließlich für die Leistung am Widerstand R_L

$$P_L = U_L \cdot I_L$$

$$= I_K^2 \frac{R_Q^2 \cdot R_L \cdot |R_N|^2}{[|R_N|(R_Q + R_L) - R_Q \cdot R_L]^2} \quad (85)$$

$$= I_K^2 \frac{G_L}{(G_Q + G_L - |G_N|)^2} \quad (86)$$

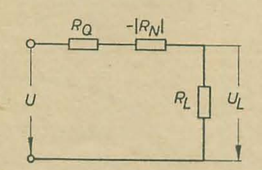


Bild 51: Reihenschaltung von R_Q, R_L und $-|R_N|$

Stabilitätsbedingungen der Schaltung nach Bild 52

Stabilitätsbetrachtungen an der Gleichung (83) für die Spannungsverstärkung in der Weise, wie sie für die Stromverstärkung im Bild 51 angestellt wurden, ergeben für die Schaltung nach Bild 52 die Stabilitätsbedingungen

$$R_Q || R_L < |R_N| < R_L \quad (87)$$

und hieraus für die Gleichung (76) die äquivalente Form

$$G_L < |G_N| < G_Q + G_L \quad (88)$$

An den vorstehenden Ausführungen sollte gezeigt werden, daß die Schaltung nach Bild 52 die Umkehrung zu der Schaltung nach Bild 51 darstellt.

So gelten alle Gleichungen und die daraus abgeleiteten Stabilitätsbedingungen der einen Schaltung für die andere, wenn jeweils

Parallelschaltung und Reihenschaltung
Widerstand und Leitwert
Spannung und Strom

bzw. umgekehrt vertauscht werden.

Alle Verstärkerschaltungen mit nichtlinearen Elementen lassen sich auf die in den Bildern 51 und 52 angegebenen Grundschaltungen zurückführen und mit den angegebenen Gleichungen behandeln.

Die Leistungsverstärkung

Als Leistungsverstärkung wird hierbei das Verhältnis der dem Lastwiderstand R_L zugeführten Leistung zur insgesamt von der Quelle zur Verfügung gestellten Leistung definiert.

Die Leistungsverstärkung der Schaltung nach Bild 51

Mit der maximalen Leistung, die eine Spannungsquelle abgeben kann,

$$P_{Q\,max} = \frac{U^2}{4 \cdot R_Q}$$

folgt mit den Gleichungen (75) und (76)

$$V_p = \frac{P_L}{P_{Q\,max}} = \frac{4 \cdot R_Q \cdot R_L}{(R_Q + R_L - |R_N|)^2} \quad (89)$$

$$= \frac{4 \cdot G_Q \cdot G_L \cdot |G_N|^2}{[|G_N|(G_Q + G_L) - G_Q \cdot G_L]^2} \quad (90)$$

Die Leistungsverstärkung der Schaltung nach Bild 52

Mit der max. Leistung, die einer Stromquelle entnommen werden kann,

$$P_{Q\,max} = \frac{I_K^2 \cdot R_Q}{4}$$

folgt mit den Gleichungen (85) und (86)

$$V_p = \frac{4 \cdot R_Q \cdot R_L \cdot |R_N|^2}{[|R_N|(R_Q + R_L) - R_Q \cdot R_L]^2} \quad (91)$$

$$= \frac{4 \cdot G_Q \cdot G_L}{(G_Q + G_L - |G_N|)^2} \quad (92)$$

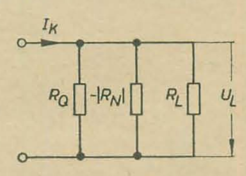


Bild 52: Parallelschaltung von R_Q, R_L und $-|R_N|$

Die maximale Leistungsverstärkung

Untersucht man die Gleichungen (89) und (90) bezüglich ihrer Extremwerte für den Lastwiderstand R_L, so findet man bei

$$R_L = R_Q - |R_N| \quad \text{und} \quad G_L = (-|G_N|) || G_Q$$

einen Maximalwert für V_p von der Größe

$$V_{p\,max} = \frac{R_Q}{R_L} = \frac{R_Q}{R_Q - |R_N|}$$

und

$$V_{P\,max} = \frac{G_L}{G_Q} = \frac{|G_N|}{|G_N| - G_o}$$

Entsprechend findet man für die Extremwerte der Gleichungen (91) und (92)

$$R_L = (-|R_N|) || R_Q \quad \text{und} \quad G_L = G_Q - |G_N|$$

mit dem Maximalwert

$$V_{p\,max} = \frac{R_L}{R_Q} = \frac{|R_N|}{|R_N| - R_Q}$$

und

$$V_{p\,max} = \frac{G_Q}{G_L} = \frac{G_Q}{G_Q - |G_N|}$$

Technische Kybernetik in Weimar

Im Rahmen der 10. Jahrestagung der Elektrotechniker in Weimar 1963 fand eine Abendvortragsveranstaltung über die technische Kybernetik statt. Es berichtete Herr Prof. Dr.-Ing. F. H. Lange von der Universität Rostock über das Thema „Was ist technische Kybernetik?" und Herr Dr.-Ing. P. Neidhardt, Leiter der Rechenzentrale des Instituts für Nachrichtenwesen, Berlin, über die „Schaltungstechnik lernender elektronischer Geräte".

Die Veranstaltung zeigte die modernen Entwicklungstendenzen der Elektronik. Die Nachrichtentechnik, Informationstheorie, Regelungstechnik, Rechenautomatik und Meßtechnik verschmelzen zu einem gemeinsamen Arbeitsgebiet, das als technische Kybernetik bezeichnet wird. Die Aufgabe kybernetischer Anlagen ist die automatische Ausführung zielgerichteter Handlungen. Während die klassische Regelungstechnik den Menschen bei der Ausführung monotoner geistiger Arbeit entlastet, insbesondere bei der Betriebsüberwachung und Betriebskontrolle von chemischen, metallurgischen und sonstigen Großanlagen, dringt die technische Kybernetik weiter in Arbeitsbereiche ein, die man bisher als geistige Arbeit bezeichnete. Wie die technische Entwicklung gezeigt hat, lassen sich eine Reihe von mechanisch-geistigen Arbeiten noch technisch realisieren. In überzeugendem Maße hat dies die Technik der elektronischen Rechenautomaten bereits bewiesen. Auf dem Gebiete der Planung und der Sprachübersetzung sind ebenfalls schon wesentliche Fortschritte erkennbar. Diese Technik unterscheidet sich von der klassischen Regelungstechnik durch eine erweiterte Aufgabenstellung, z. B. handelt es sich bei den sogenannten selbstoptimierenden, adaptiven Systemen nicht mehr darum, daß ein Arbeitsbefehl möglichst gut ausgeführt wird, sondern derartige elektronische Automaten sind imstande, das richtige Arbeitskommando selbst aufzufinden, das das optimale Arbeitsergebnis, z. B. den minimalen Brennstoffverbrauch, ergibt.

Außerdem sind die Automaten der Zukunft in der Lage, gewonnene Erfahrungen mit zu berücksichtigen. Man spricht hier von den sogenannten lernenden Systemen. Diese Technik benutzt elektronische Bauelemente, die in früheren Nachrichtensystemen nicht vorhanden waren. Hierzu gehören vor allem die sogenannten logistischen Bauelemente, die bereits in der DDR in Form von Translog-Schaltungen von EAW Treptow produziert werden. Hierzu gehören auch die zahlreichen Arten von Informationsspeichern, die zumeist auf magnetischer Grundlage ausgeführt werden.

Um den Zuhörern zu demonstrieren, welche eigenartigen Fähigkeiten ein elektronisches System durch die Kombination weniger derartiger Bauelemente erhalten kann, wurde das elektrische Modell eines bedingten Reflexes nach Pawlow vorgeführt, das im Rahmen einer Belegarbeit von einem Studenten der Universität Rostock am Institut für Fernmeldewesen und Hochfrequenztechnik ausgeführt worden war.

Diese Abendveranstaltung schloß mit einer Aussprache, in der festgestellt wurde, daß in den nächsten Jahren bei uns in der DDR der Weiterentwicklung höherer automatischer Systeme große Aufmerksamkeit geschenkt werden muß, da sie hervorragend geeignet sind, die Arbeitsproduktivität im Automatisierungsprozeß zu erhöhen und auch höhere Arbeitsfunktionen, wie die Informationsauswertung und die Planung volkswirtschaftlicher Aufgaben, auszuführen. Besonders muß man sich auf die Entwicklung von Speicherelementen konzentrieren, um mit der technischen Weiterentwicklung im internationalen Maßstab Schritt halten zu können. *F. H. Lange*

Der Vortrag von Prof. Dr. Lange sowie die anderen auf der Tagung in Weimar gehaltenen Vorträge erscheinen in etwas gekürzter Form in der Zeitschrift „Nachrichtentechnik", voraussichtlich in den Heften 10 bis 12 (1963). Der Vortrag von Herrn Prof. Lange erscheint auch im Heft 10 (1963) der Zeitschrift „messen · steuern · regeln".

Ein Hybrid-TV-Empfänger mit sechs Transistoren und zwölf Röhren

A. TEWES

Im nachfolgenden Artikel wird am Beispiel eines neuen westdeutschen TV-Empfängers die teilweise Transistorisierung von Fernsehempfängern beschrieben.

Die neuen TV-Empfänger „Zauberspiegel-Sonderklasse" von Grundig sind nur noch mit zwölf Röhren (einschließlich Bildröhre) bestückt. Einen großen Teil der Verstärkerfunktionen übernehmen bei diesen Geräten sechs Transistoren. Bereits im Vorjahr war die Vorstufe des UHF-Tuners mit dem Siemens-Mesa-Transistor AF 139 bestückt; bei den neuen Geräten sind beide Stufen transistorisiert.

Der Grundig-UHF-Tuner gliedert sich in UHF-Vorstufe, UHF-Bandfilter und selbstschwingende Mischstufe. In beiden Stufen kommt also jetzt der Mesa-Transistor AF 139 zur Anwendung. Darüber hinaus enthält der vierstufige Bild-ZF-Verstärker nur noch eine Röhre (EF 85); die drei übrigen Stufen sind mit den Transistoren 2 × AF 114, 1 × AF 118 bestückt. Auch der Ton-ZF-Verstärker enthält den Transistor AF 116.

Der UHF-Tuner

Beim Grundig-UHF-Tuner wurde das Prinzip der induktiv abgestimmten $\lambda/4$-Kreise beibehalten. Gegenüber dem röhrenbestückten UHF-Tuner besitzt der Tuner mit Transistoren eine Reihe von Vorteilen: Durch den Einbau des Mesa-Transistors AF 139 in die Vorstufe erreicht man eine bedeutend niedrigere Rauschzahl, wie das Diagramm Bild 1 (Rauschzahl als Funktion der Frequenz) erkennen läßt. Damit hat der Tuner auch eine größere Eingangsempfindlichkeit. Weiter werden durch die Verwendung von Transistoren die elektrischen Werte des Tuners außerordentlich gleichmäßig. Die mit dem Transistor AF 139 bestückte selbstschwingende Mischstufe im UHF-Tuner zeigt eine sehr gute Stabilität der Oszillatorfrequenz. Ein transistorisierter Tuner hat praktisch keine Eigenerwärmung (die Gesamtverlustleistung beträgt nur 65 mW). Wird er nun im Gerätechassis an einer thermisch günstigen Stelle angeordnet, so kann sich die Temperatur des UHF-Tuners im ungünstigsten Fall um etwa 10 °C gegenüber der Raumtemperatur erhöhen. Wie das Diagramm Bild 2 zeigt, ist die Verstimmung der Oszillatorfrequenz im ungünstigsten Fall im Kanal 60 nur maximal 150 kHz bei 42,5 °C Tunertemperatur, also vollkommen unbedeutend. Nach tieferen Kanälen hin wird die Verstimmung noch geringer und beträgt im Kanal 21 (erster Kanal des UHF-Bandes) nur 40 kHz. Ebenso günstig verläuft die Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz von der Betriebsspannung (Bild 3). Der UHF-Tuner wird mit 12-V-Spannung über einen gemeinsamen Vorwiderstand von 33 kΩ für beide Stufen aus der 200-V-Anodenspannung betrieben. Dadurch ist der Strom praktisch allein durch den Vorwiderstand bestimmt und ausgezeichnet stabilisiert. Schwankungen der Betriebsspannung um etwa 10% wirken sich auf die Oszillatorfrequenz im ungünstigsten Fall bei Kanal 60 ebenfalls nur um 150 kHz aus.

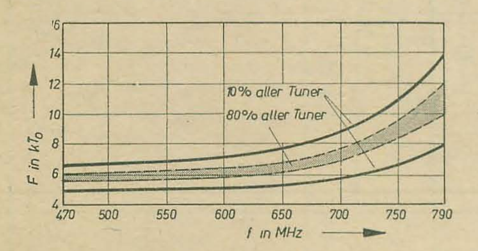


Bild 1: Streubereich der Gesamtrauschzahl des UHF-Tuners

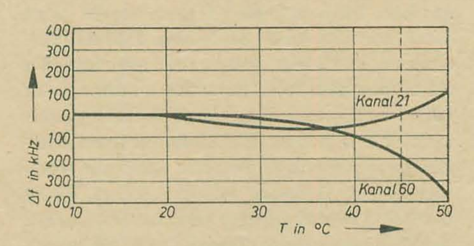


Bild 2: Oszillatorfrequenz in Abhängigkeit von der Raumtemperatur (die gestrichelte senkrechte Linie kennzeichnet die max. Gehäusetemperatur bei 35 °C Raumtemperatur)

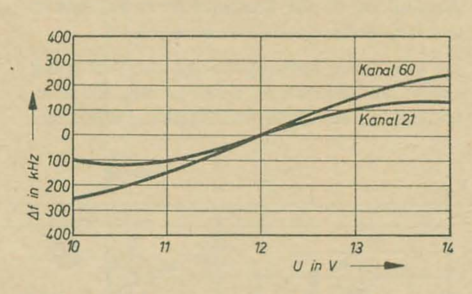


Bild 3: Oszillatorfrequenz in Abhängigkeit von der Betriebsspannung

Wegen der großen Betriebssicherheit der Mesa-Transistoren wurde es möglich, die Transistoren direkt in die Schaltung einzulöten, so daß sich im UHF-Teil wegen des Wegfalls störender Zuleitungsinduktivitäten optimale Verhältnisse ergeben.

Durch Verwendung der selbstschwingenden Mischstufe ist die Gesamtverstärkung des UHF-Tuners wesentlich größer als bei den üblichen Tunern. Bild 4 gibt die Verstärkung in dB in Abhängigkeit von der Frequenz an. Eine größere Verstärkung wäre zwar hinsichtlich der Rauschzahl und Empfindlichkeit nicht unbedingt erforderlich, gestattet aber eine lose ZF-Einkopplung in die bei UHF-Empfang als erste ZF-Stufe arbeitende VHF-Mischstufe [P(C)F 80], so daß man ohne besonderen Umschalter auskommt.

Die Spiegelselektion des UHF-Tuners beträgt, wie Bild 5 zeigt, ≧ 40 dB. Bei einem UHF-Tuner können nämlich prinzipiell Nebenempfangsstellen auftreten, die durch Mischung der Oberwellen des Nutzsignals mit den Oberwellen des Oszillators die ZF ergeben.

Die Gesamtschaltung des UHF-Tuners zeigt Bild 6. Das Antennensignal gelangt über einen Ferritübertrager 240/60 Ω, der auf der Antennenanschlußplatte montiert ist, und einen Trennkondensator von 20 pF auf den Emitter der Vorstufe AF 139. Dieser Transistor arbeitet ebenso wie der selbstschwingende Mischer in Basisschaltung, was wegen der höheren Verstärkung im Bereich des Bandes IV/V vorteilhaft ist. Der Arbeitspunkt der Vorstufe ist mit dem Basisteiler- und Emittervorwiderstand auf Rauschminimum eingestellt. Der Kollektor ist über einen 4-pF-Kondensator an das UHF-Bandfilter gekoppelt, um eine optimale Betriebsdämpfung des Bandfilters zu erreichen. Um mögliche Schwingungen der Vorstufe bei offenem Eingang zu verhindern, ist die $\lambda/4$-Drossel des Kollektors zur Hälfte auf einem Messingniet befestigt und dämpft geringfügig den Kollektorkreis. Das Bandfilter wird kapazitiv und induktiv abgeglichen. Die Kopplung der beiden Kreise erfolgt kapazitiv.

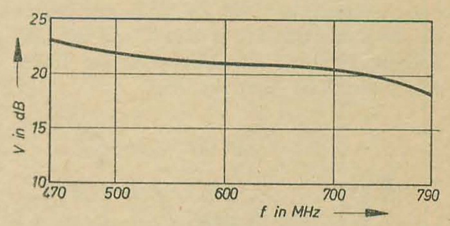


Bild 4: Spannungsverstärkung vom Antenneneingang bis zum ZF-Ausgang

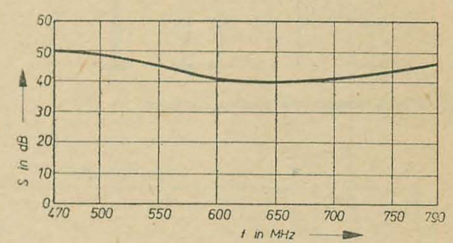


Bild 5: Spiegelselektion des UHF-Tuners

Zur Erzielung eines exakten Gleichlaufs ist die Oszillatorabgleichschleife an einen Abgriff des Leitungskreises angeschlossen. Die Rückkopplung des Kollektors auf den Emitter geschieht ohne besondere Bauteile nur durch die Kopplung, die das elektrisch hochliegende Transistorgehäuse verursacht (Bild 7). Diese Kopplung ist für den UHF-Betrieb völlig ausreichend. Die Phasenkorrekturspule am Emitter der Mischstufe ist so dimensioniert, daß der Oszillator über den ganzen Bereich mit angenähert konstanter Amplitude schwingt und nicht zu Kippschwingungen neigt. Die ZF wird am Kollektor über eine $\lambda/4$-Drossel ausgekoppelt. Der ZF-Kreis ist aus Gründen der Störstrahlungssicherheit in einer getrennten Kammer untergebracht. Der 470-Ω-Wider-

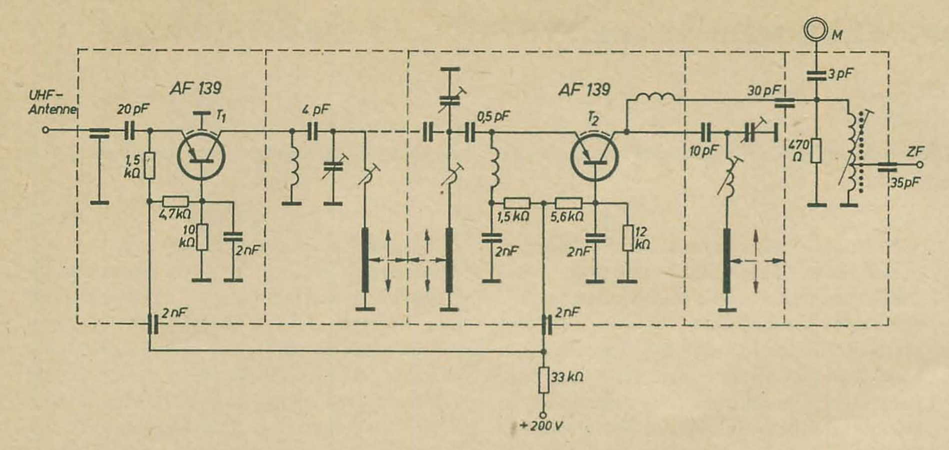


Bild 6: Schaltung des Grundig-Transistor-UHF-Tuners Typ 22

stand bedämpft den ZF-Kreis. Das ZF-Signal des UHF-Tuners gelangt über einen Leitkreis, der zusammen mit dem ZF-Kreis des Tuners ein breitbandiges Filter bildet, auf die ZF-Brückenschaltung im Gitterkreis der Röhre PCF 80 im VHF-Kanalwähler.

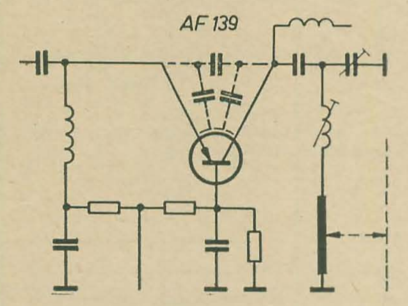


Bild 7: Transistor-Eigenkapazitäten

Der transistorisierte Bild-ZF-Verstärker

In den Zauberspiegel-TV-Empfängern wird jetzt nur die erste Stufe des Bild-ZF-Verstärkers mit einer Röhre, die drei anderen ZF-Stufen aber mit Transistoren bestückt. In einem netzbetriebenen Gerät besteht grundsätzlich kein Zwang, alle Stufen zu transistorisieren. Daher wurde die erste Stufe aus regeltechnischen Gründen mit der Röhre EF 85 bestückt. In den übrigen drei Stufen wurden bandfiltergekoppelte Transistoren verwendet (AF 114, AF 114, AF 118). Zur Zeit steht noch kein regelfähiger Transistor zur Verfügung, der beim Regelvorgang einen so geringen Einfluß auf die ZF-Durchlaßkurve hat, wie es bei Regelröhren selbstverständlich ist.

Da eine hohe Speisespannung zur Verfügung steht, läßt sich durch einen großen Emitterwiderstand eine gute Stabilisierung erreichen. Der große Emitterwiderstand bestimmt auch hier allein den durch den Transistor fließenden Strom, wie es der Schaltungsauszug Bild 8 zeigt. Der Basisspannungsteiler legt seinerseits die Betriebsspannung für den ZF-Transistor fest. Breitbandige Röhren-ZF-Verstärker in TV-Empfängern müssen mit den Röhren- und Schaltkapazitäten als Schwingkreiskapazitäten auskommen, wenn man hohe Verstärkungen erzielen will. Transistoren sind gegenüber Röhren niederohmige Bauelemente. Die daran angeschlossenen Schwingungskreise müssen entsprechend angepaßt werden; das bedeutet größere Schwingkreiskapazitäten. Der Einbau von zusätzlichen Kapazitäten bringt den Vorteil mit sich, daß bei entsprechender Auswahl des Dielektrikums der Kondensatoren eine Temperaturkompensation der Bandfilterkreise herbeigeführt werden kann. Wegen der geringen Stromaufnahme der Transistoren werden die ZF-Filter und die angeschlossenen Widerstände auch weniger erwärmt.

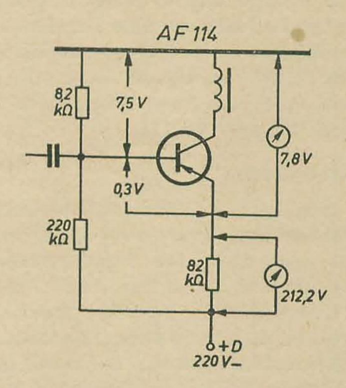


Bild 8: Gleichspannungsverhältnisse beim ZF-Transistor AF 114

Die Berechnung von Ausgangsübertragern für Transistor- und Röhrenendstufen

Dipl.-Phys. Z. VAJDA, Budapest

Die bekannten Übertragerberechnungsverfahren basieren auf festgelegten Daten normierter Eisenkerne und gehen meist von geschätzten Faktoren aus. In der Praxis kommt es aber häufig vor, daß man einen Übertrager für einen gegebenen Eisenkern berechnen oder über seine Realisierbarkeit entscheiden muß, wobei die Möglichkeit besteht, die magnetischen Kennwerte dieses Eisenkernes durch einfache Messungen exakt zu bestimmen. In solchen Fällen herrscht oft Unklarheit darüber, welche Kennwerte des Übertragers für die Berechnung notwendig und hinreichend sind, und wie es möglich ist, die Berechnung bei Kenntnis dieser Kennwerte mit einem möglichst kleinen Unsicherheitsfaktor durchzuführen. Diese Fragen sollen im folgenden beantwortet werden.

Die Streuinduktivität und die Wicklungskapazität, die die obere Grenzfrequenz des Übertragers bestimmen, sind bekanntlich nur vom mechanischen Aufbau des Übertragers abhängig und werden von den magnetischen Eigenschaften des Eisenkernes nicht beeinflußt. Deshalb werden wir uns mit der Bestimmung dieser Daten nicht befassen.
Unsere Methode ist an sich für die Berechnung von Übertragern bei beliebigen Schaltungsverhältnissen verwendbar. Wir wollen jedoch die Betrachtung konkretisieren und unsere Berechnungen auf Ausgangsübertrager beschränken, die von Generatoren mit großem Innenwiderstand betrieben werden und ohmisch belastet sind. Im folgenden werden wir deshalb die Quelle durch einen Stromgenerator ersetzen und die Gültigkeit unserer Ergebnisse dadurch auf Transistoren- und Pentodenendstufen beschränken, wenn diese keine Gegenkopplung besitzen, die den Innenwiderstand verringert.

Das Grundproblem der Übertragerberechnung

Der Eisenkern des Übertragers ist ein nichtlineares Element. Durch diesen Umstand wird die Berechnung des Übertragers in zwei Punkten beeinflußt:

a) Die Permeabilität bzw. die Induktivitätskonstante des Eisenkernes hängt von den Gleich- und Wechselfeldstärken ab.

b) Die übertragbare Leistung wird durch die Verzerrungen begrenzt, die außer von den magnetischen Eigenschaften des Eisens auch von den Impedanzverhältnissen der Schaltung abhängig sind.

Infolgedessen muß der den gestellten Anforderungen genügende Arbeitspunkt des Übertragers bestimmt werden; außerdem müssen die für diesen Arbeitspunkt notwendigen Wickel- und Schaltungsdaten ermittelt werden. Die Lösung der beiden Aufgaben kann nur gleichzeitig geschehen, da sich die Schaltungs- und Ausführungsdaten und der entstehende Arbeitspunkt gegenseitig beeinflussen.
Wir werden an Beispielen beweisen, daß die Berechnung in allen jenen Fällen durchführbar ist, in denen die Nichtlinearität des Eisenkernes durch eine Funktion einer Veränderlichen dargestellt werden kann. Die Berechnung eines vormagnetisierten Übertragers ist also möglich, wenn wir die Wirkung der Wechselinduktion sowie die Berechnung bei gegebenen Verzerrungen im Falle eines Über-

---

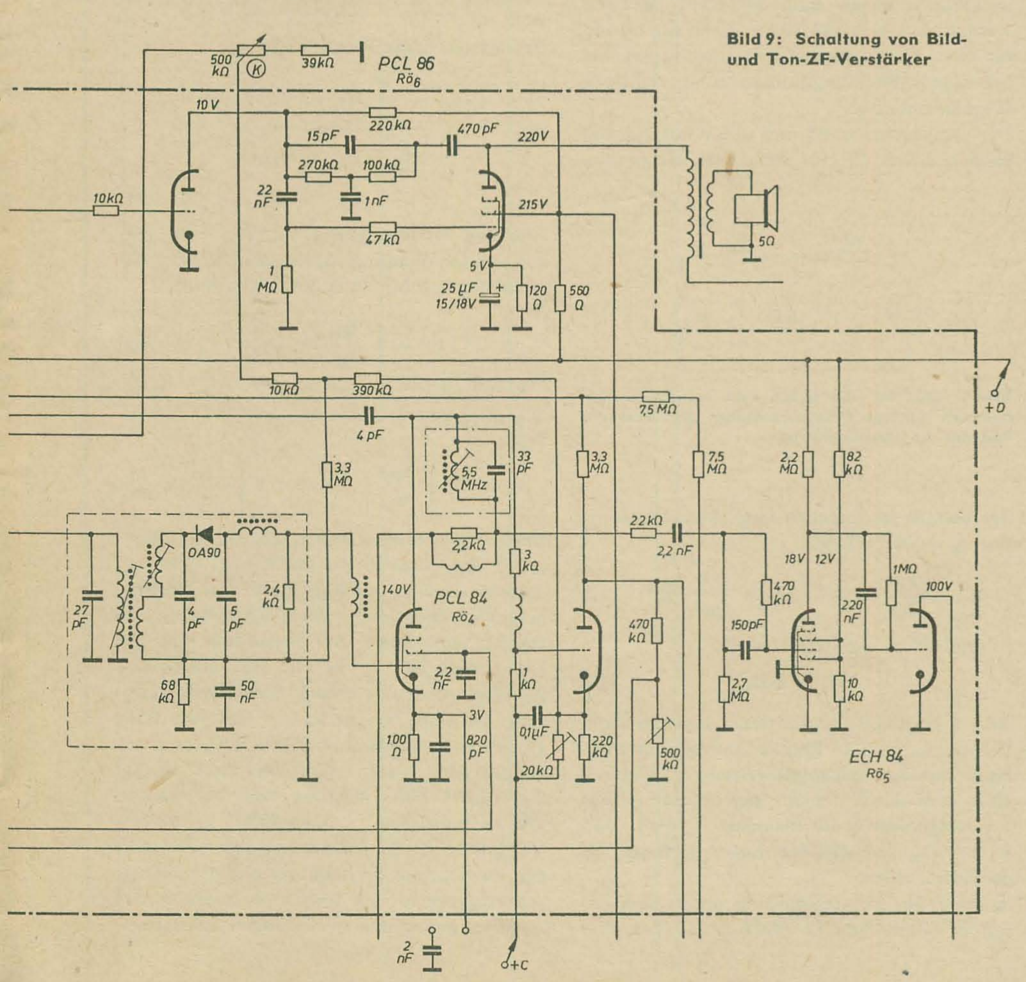


Bild 9: Schaltung von Bild- und Ton-ZF-Verstärker

Da die Verstärkung je Stufe klein gehalten wurde (man nimmt dafür lieber insgesamt vier ZF-Stufen) konnte auf eine Neutralisation verzichtet werden. Das vereinfacht die Fertigung und erleichtert den Service. Alle Bandfilter und der Einzelkreis zwischen der ZF-Röhre und dem folgenden Transistor werden symmetrisch zur Frequenz 36,4 MHz abgeglichen. Der letzte Bild-ZF-Transistor AF 118 wird mit erhöhter Spannung und erhöhtem Strom betrieben, weil er eine höhere Leistung an den Videogleichrichter liefern muß. Die Schaltung (Bild 9) wurde so ausgelegt, daß bei maximalem Kontrast mit Sicherheit ein unverzerrtes Videosignal zur Verfügung steht. Durch Störimpulse werden die Transistoren schnell ins Sättigungsgebiet gesteuert. Diese Impulse überragen daher das Nutzsignal nicht wesentlich und bleiben vor allem kurz. Das Amplitudensieb wird mit entlastet.

Der Transistor-Ton-ZF-Verstärker

Der Ton-ZF-Verstärker ist mit dem Transistor AF 116 bestückt. Da auch der Ratiodetektor statt mit der Verbundröhre PABC 80 mit Germaniumdioden (AA 111) ausgerüstet wurde, ergibt sich ein sehr kleiner Tonteil. Mit dem 10-kΩ-Widerstand R_{213} kann man den Ratiodetektor auf optimale Begrenzerwirkung einstellen. Eine weitere Diode (OA 91) am Eingang des Ton-ZF-Verstärkers dient zur Begrenzung. Sie hat einen eigenen Spannungsteiler; die an ihm liegende Verzögerungsspannung wurde so niedrig eingestellt, daß die Begrenzerwirkung der Diode bereits bei kleinen HF-Spannungen einsetzt.

ragers ohne Vormagnetisierung außer acht assen. Diese Aufgaben lassen sich durch die Bestimmung des Schnittpunktes zweier ebener Kurven lösen, vorausgesetzt, daß dieser Schnittpunkt existiert. Probleme, die durch eine Funktion mehrerer Veränderlicher gekennzeichnet sind, sind unlösbar, da hierbei der Schnittpunkt einer Fläche und einer Raumkurve zu konstruieren wäre, was in einer Ebene nicht möglich ist.

Der Gedankengang unserer Ableitung ist folgender:

Aus bekannten Abmessungen des Eisenkernes und auf Grund der oben erwähnten schaltungstechnischen Einschränkung werden unter Vernachlässigung der Nichtlinearität des Eisenkernes jene Kennwerte des Übertragers errechnet, die unabhängig vom Aufbau der Schaltung sind.

Unter Beachtung der vorgeschriebenen Daten der gesamten Endstufe und der Grundkennwerte des Übertragers werden der Aufbau der Schaltung und der Arbeitspunkt des Übertragers bestimmt.

Anhand des festgelegten Arbeitspunktes werden die Ausführungsdaten des Übertragers berechnet.

Bezeichnungen[1])

Q_E	Eisenquerschnitt in mm²
l_E	mittlere Eisenweglänge in mm
Q_W	Fensterquerschnitt unter Berücksichtigung der Abmessungen der Spule in mm²
l_W	mittlere Windungslänge in mm
d_p, d_s	Primär- und Sekundärdrahtdurchmesser in mm
q_p, q_s	Primär- und Sekundärdrahtquerschnitt in mm²
F	Kupferfüllfaktor, mit guter Annäherung gilt bei den vorkommenden d-Werten F = 0,55
w_p, w_s	Primär- und Sekundärwindungszahl
$ü = w_p/w_s$	Übersetzungsverhältnis des Übertragers (1)
ϱ_o	spezifischer Widerstand in Ω mm²/m; für Kupfer: $\varrho_o = 1{,}75 \cdot 10^{-2}$
$\varrho = 10^{-3} l_W \varrho_o$	Widerstand eines Drahtstückes (2) mit 1 mm Querschnitt und mittlerer Windungslänge l_w in Ω mm²
R_p, R_s	Primär- und Sekundärwicklungswiderstand in Ω
μ_{rel}	Wechselpermeabilität des Eisens
$A_L = 0{,}4\pi\, \mu_{rel}\, Q_E/l_E\, 10^{-9}$	Induktivitätsfaktor des Eisenkernes in H
$L_p = A_L w_p^2$ $L_s = A_w w_s^2$	Induktivität der Primär- und Sekundärwicklungen in H (3)
$A_W = wI$	Amperewindungszahl, wenn der Strom I eine Spule mit w Windungen durchfließt, in A (4)
f, (ω)	Frequenz (Kreisfrequenz)
f_g, (ω_g)	untere Grenzfrequenz (Kreisfrequenz), bei einem Abfall des Frequenzganges von 3 dB
$B_m = 10^{10} u/(4{,}44\, f \cdot w \cdot Q_E)$	Spitzenwert der Wechselinduktion im Eisen, wenn man an eine Spule mit w Windungen eine Spannung u [V_{eff}] legt, in G (5)
η	Wirkungsgrad des Übertragers
U_B	Speisespannung in V
U_c	Gleichspannung am Endverstärkerelement in V
I_c	Gleichstrom, der das Endverstärker element durchfließt, in A
U_{co}	Kniespannung des Endverstärkerelementes in V
I_{co}	Reststrom des Endverstärkerelementes in A
$R_{A\,opt} = (U_c - U_{co})/(I_c - I_{co})$	optimaler Anpassungswiderstand für Eintakt-A-Endstufen in Ω (im Falle einer Gegentaktschaltung für eines der Endverstärkerelemente) (6)
i_s	Spitzenwert des Wechselstromes, der das Endverstärkerelement durchfließt, in A
$R_{B\,opt} = (U_B - U_{co})/i_s$	optimaler Anpassungswiderstand für eines der Endverstärkerelemente der Gegentakt-B-Endstufen in Ω (7)
R_L	Lastwiderstand in Ω
N_a	Ausgangsleistung in W
$u_a = \sqrt{N_a R_L}$	Ausgangsspannung in V_{eff}
K	Klirrfaktor der Ausgangsspannung in %

[1]) Für die in diesem und den folgenden Abschnitten angegebenen Zahlenwertgleichungen gelten die in der Aufstellung angeführten Dimensionen.
z. B. $A_L = 0{,}4\pi \cdot \mu_{rel}\, Q_E/l_E$
Q_E in mm²; l_E in mm

Grundkennwerte des Übertragers

Q_W' sei der reduzierte Fensterquerschnitt, der bei vollgewickelter Spule dem gesamten Kupferquerschnitt gleich ist:

$$q_p w_p + q_s w_s = Q_W' \qquad (8)$$

Der reduzierte Fensterquerschnitt kann aus dem Fensterquerschnitt mit Hilfe des Kupferfüllfaktors errechnet werden:

$$Q_W' = F \cdot Q_W \approx 0{,}55\, Q_W. \qquad (9)$$

Der reduzierte Fensterquerschnitt wird gleichmäßig auf die Primär- und Sekundärwicklungen verteilt. Also gilt im Falle von zwei Wicklungen

$$q_p w_p = \frac{Q_W'}{2}, \qquad q_s w_s = \frac{Q_W'}{2} \qquad (10)$$

Die Primär- und Sekundärwicklungswiderstände ergeben sich mit Gl. (2) zu

$$R_p = \varrho \frac{w_p}{q_p}, \qquad R_s = \frac{w_s}{q_s} \varrho. \qquad (11)$$

Hierbei wird vorausgesetzt, daß die mittleren Windungslängen der Primär- und Sekundärwicklungen gleich sind. Es kann bewiesen werden, daß wir trotz dieser Vernachlässigung für den Wirkungsgrad des Übertragers bei beliebigem Wicklungsaufbau einen richtigen Wert bekommen.

Der Drahtquerschnitt und die Windungszahl werden durch Gl. (10) verknüpft. Setzt man

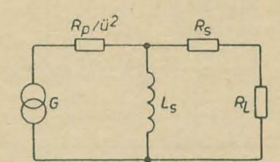


Bild 1: Die für die tiefen und mittleren Frequenzen gültige Ersatzschaltung der Endstufe und des Augangsübertragers

die hieraus gewonnenen Drahtquerschntte q_p und q_s in Gl. (11) ein,

$$R_p = \frac{2\varrho}{Q_W'} \cdot w_p^2, \qquad R_s = \frac{2\varrho}{Q_W'} \cdot w_s^2, \qquad (12)$$

so ergibt sich auf Grund Gl. (1)

$$R_p = ü^2 R_s \qquad (13)$$

Bild 1 zeigt die für die tiefen und mittleren Frequenzen gültige Ersatzschaltung der Endstufe und des Ausgangsübertragers. Die Endstufe wird durch den Stromgenerator G, der Übertrager durch die Elemente $R_p/ü^2$, L_s und R_s ersetzt, auf die der Lastwiderstand R_L geschaltet wird.

Anhand der Ersatzschaltung ergibt sich die untere Grenzfrequenz (3-dB-Abfall des Frequenzganges) aus

$$\omega_g L_s = R_L + R_s, \qquad (14)$$

d. h., wenn die Impedanz der Sekundärinduktivität den parallel liegenden Widerständen gleich ist.

Infolge des unendlich großen Innenwiderstandes des Stromgenerators wird die Grenzfrequenz durch den Antriebskreis nicht beeinflußt. (G. (14) in Gl. (3) eingesetzt und umgeordnet ergibt

$$w_s^2 = \frac{1}{A_L \omega_g} \cdot (R_L + R_s), \qquad (15)$$

und nach Gl. (12) erhält man

$$R_s = \frac{2\varrho}{Q_W' A_L \omega_g} \cdot (R_L + R_s). \qquad (16)$$

Führen wir die folgende Beziehung ein

$$A = \frac{\varrho}{Q_W' A_L \omega_g} = 5 \cdot 10^{-6} \frac{l_W}{Q_W A_L f_g}, \qquad (17)$$

so ergibt sich Gl. (16) nach R_s aufgelöst zu

$$R_s = \frac{2A}{1 - 2A} R_L, \qquad (18)$$

und infolge Gl. (13)

$$R_p = \frac{2A}{1 - 2A} ü^2 R_L, \qquad (19)$$

Somit ist es gelungen, die den Kupferverlust darstellenden Widerstände R_p und R_s durch bekannte Größen auszudrücken, wobei die Bedingung der unteren Grenzfrequenz schon berücksichtigt wurde. Bei Kenntnis der Kupferverluste ergibt sich auch der Wirkungsgrad des Übertragers:

für die volle Primärwicklung:

$$\eta_p = \frac{ü^2 R_L}{ü^2 (R_L + R_s) + R_p} = \frac{1 - 2A}{1 + 2A} \qquad (20)$$

und für die halbe Primärwicklung:

$$\eta_{p/2} = \frac{\frac{ü^2}{4} R_L}{\frac{ü^2}{4} (R_L + R_s) + R_{p/2}} = \frac{1 - 2A}{1 + 4A}. \qquad (21)$$

Aus den Gleichungen (15), (17), (18), (19) können die Windungszahlen mit Hilfe der Berechnungskonstanten A gewonnen werden:

$$w_s = 1{,}8 \cdot 10^2 = \sqrt{\frac{Q_W}{l_W} R_L} \sqrt{\frac{A}{1 - 2A}}, \qquad (22)$$

$$W_p = ü^2 w_s.$$

Die Drahtquerschnitte ergeben sich aus Gl. (10)

$$d_s = 0{,}6 \sqrt{\frac{Q_W}{w_s}}, \qquad d_p = 0{,}6 \sqrt{\frac{Q_W}{w_p}}. \qquad (23)$$

Bei der Berechnung haben wir die Nichtlinearität des Eisenkernes außer acht gelassen, deshalb sind unsere Ergebnisse nur bei vormagnetisierungslosen, wenig belasteten Übertragern anwendbar. Bei diesen läßt sich der auf Grund Gl. (3) in Gl. (15) eingesetzte A_L-Wert eindeutig durch Induktivitätsmessung an einer Probewicklung mit der Windungszahl w bestimmen. Wenn die gemessene Induktivität L ist, erhält man nach Gl. (3) $A_L = L/w^2$. Die Messung soll bei kleiner Wechselinduktion ausgeführt werden ($B \leqq 10 - 20$ G), andernfalls verringert sich der übertragene Frequenzbereich bei kleinen Ausgangspegeln. Im folgenden bedeutet der A_L-Wert immer den so bestimmten Faktor.

Übertrager ohne Vormagnetisierung

Nichtlineare Verzerrungen des Übertragers

Die Verzerrungen der Spannung an den Klemmen einer Eisenkernspule, die an einen Generator mit dem Innenwiderstand R geschaltet ist, hängen von der im Eisen entstehenden Wechselinduktion und dem Verhältnis Spulenimpedanz/Generatorinnenwiderstand ab. Der Einfluß der Impedanzverhältnisse auf die Verzerrungen ist eindeutig klar, da die Nichtlinearität der Spule durch einen mit dieser in Reihe geschalteten Oberwellengenerator darzustellen ist. Aus dieser Analogie folgt auch, daß die im Eisenkern entstandene Wechselinduktion die Verzerrungen zweiseitig beeinflußt: sowohl die Spannung des Oberwellengenerators als auch die Induktivität bzw. die bei der Meßfrequenz meßbare Impedanz der Spule sind von der Wechselinduktion abhängig. Da die vorherige Kontrolle der Verzerrungen des berechneten Übertragers bzw. die Berechnung des Übertragers auf maximal zulässige Verzerrungen durch diesen zweiseitigen Zusammenhang sehr erschwert wird, ist es zweckmäßig, eines davon auszuschließen. Das ist durchführbar, wenn wir sicherstellen, daß die Meßbedingungen des Eisenkernes mit den Betriebsbedingungen des fertigen Übertragers übereinstimmen. Dann kann man die Abhängigkeit der Induktivität von der Wechselinduktion außer acht lassen. Für die Rechnung sind also nur — als charakteristische Konstante des Eisenkernes — die bei kleiner Wechselinduktion gemessene Induktivität bzw. die A_L- und A-Werte zu verwenden.
Zur Beschreibung der Impedanzverhältnisse der aus dem Generator (Innenwiderstand R) und der Eisenkernspule bestehenden einfachen Schaltung soll folgende Hilfsgröße eingeführt werden:

$$D = \frac{\omega L}{R}, \tag{24}$$

wobei L bzw. A_L die bei kleiner Wechselinduktion meßbaren Daten der Spule sind.
Der Maximalwert der im Eisenkern entstehenden Wechselinduktion kann für den Übertrager aus den Gleichungen (5) und (22) bestimmt werden, wobei wegen Gleichung (14) D = 1 ist:

$$B_{max} = 5{,}6 \cdot 10^9 \frac{1}{Q_E} \cdot \frac{A_L N_a}{f_g}(1 - 2A) \tag{25}$$

Zur Entscheidung, ob die Berechnung des Übertragers mit dem obigen A_L-Wert durchführbar ist oder nicht, muß man die an den Klemmen der Probewicklung erscheinenden Verzerrungen bei der Wechselinduktion B_{max} in der Weise messen, daß die Bedingung D = 1 erfüllt ist. Wenn die gemessenen Verzerrungen unter dem zulässigen Wert liegen, ist die Berechnung durchführbar. Wenn der zum zugelassenen Klirrfaktor gehörende B-Wert kleiner ist als das aus Gl. (25) errechnete B_{max}, kann zwar der Übertrager auf Grund der obigen Gleichungen nicht berechnet werden, ist aber nicht unbedingt unausführbar.
Die Gleichungen (22) liefern ja die minimalen Windungszahlen, die die vorgeschriebene untere Grenzfrequenz bei maximalem Wirkungsgrad des mit diesen Windungszahlen ausgeführten Übertragers sichern. Wenn wir uns mit einem kleineren Wirkungsgrad begnügen und die Windungszahlen erhöhen, wird die im Eisenkern entstehende Wechselinduktion geringer, der D-Wert erhöht sich dabei, so daß die Verzerrungen vermindert werden.

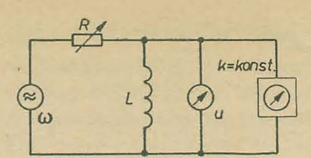


Bild 2: Schaltung zur Bestimmung der zum maximal zugelassenen Klirrfaktor gehörenden Funktion B (D)

Zur Berechnung muß man die zum maximal zugelassenen Klirrfaktor gehörende Funktion B(D) bestimmen (Bild 2).
Hierzu wird die Spannung u an den Klemmen der Probewicklung bei verschiedenen Werten von R solange vergrößert, bis die gemessenen Verzerrungen den maximal zulässigen Wert k_{max} erreichen. Aus den zu k_{max} gehörenden Spannungswerten u_{max} kann die Wechselinduktion B nach Gl. (5), aus den eingestellten R-Werten die Größe D nach Gl. (24) ausgerechnet werden. Die zusammengehörenden B- und D-Werte geben nun die Punkte des gesuchten Zusammenhanges. Zur Vereinfachung des Rechenganges werden die Konstanten aus der Gl. (5) weggelassen, und so wird die Funktion

$$G(D) = \frac{u_{max}}{\omega_w} = G\left(\frac{\omega L}{R}\right) k_{max} = \text{konst.} \tag{26}$$

nach der eben beschriebenen Methode bestimmt.
Außer der gemessenen Kurve können wir aus den Daten des Übertragers folgenden Zusammenhang zwischen den Werten von G und D erhalten:

$$D = \frac{\omega L_s}{R_s + R_L} \tag{27}$$

$$G = \frac{u_s}{\omega \cdot w_s} \tag{28}$$

Aus Gl. (27) wird unter Berücksichtigung von Gl. (3) und Gl. (18) w_s ausgerechnet und in Gl. (28) eingesetzt:

$$G = 0{,}4 \sqrt{\frac{N_a A_L}{f_g}(1 - 2A)}\, \frac{1}{\sqrt{D}}. \tag{29}$$

Der Schnittpunkt (D_0, G_0) der Punkt für Punkt ausgemessenen und errechneten Kurve [Gl. (26) und Gl. (29)] liefert die Sekundärwindungszahl, bei der die Verzerrungen des Übertragers gerade den vorgeschriebenen Wert erreichen.
Um die Anwendung unserer obigen Gleichungen zu ermöglichen, wird nicht unmittelbar die Windungszahl berechnet, sondern der A_L'-Wert, der die notwendige Windungszahl ergibt. Aus Gl. (29) erhält man

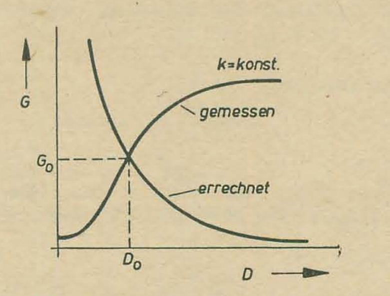


Bild 3: Der Schnittpunkt der ausgemessenen und der errechneten Kurve liefert die Sekundärwindungszahl

$$A_L' = 6{,}28 \frac{G_0^2 D_0}{N_a} f_g + 10^{-5} \frac{I_w}{Q_W f_g}. \tag{30}$$

Durch Einsetzen von A_L' in Gl. (17) erhalten wir die Berechnungskonstante A, mit deren Hilfe die Ausführungsdaten des Übertragers errechnet werden können.

Die Bestimmung des Übersetzungsverhältnisses bei Gegentaktendstufen

Gegentakt-B-Endstufe

Bei einer B-Endstufe ist — abhängig von der Signalpolarität — nur eines der Endverstärkerelemente in leitendem Zustand, das andere ist gesperrt. So muß die Anpassungsbedingung Gl. (7) für die halbe Primärwicklung erfüllt werden, d. h.

$$\frac{U_B - U_{co}}{i_s} = \frac{R_p}{2} + \frac{ü^2}{4}(R_L + R_s) = \frac{ü^2 R_L}{4} \cdot \frac{1 + 4A}{1 - 2A}. \tag{31}$$

Die volle Leistung, die die Endverstärkerelemente abgeben, errechnet sich zu

$$N_c = \frac{U_B - U_{co}}{2} i_s = \frac{N_a}{\eta_{p/2}} = \frac{1}{\eta_{p/2}} \cdot \frac{u_a^2}{R_L}; \tag{32}$$

Wird in (32) $\eta_{p/2}$ aus Gl. (21) eingesetzt und nach ü aufgelöst, so ergibt sich:

$$ü = \sqrt{2}\, \frac{U_B - U_{co}}{u_a} \cdot \frac{1 - 2A}{1 + 4A}. \tag{33}$$

Gegentakt-A-Endstufe

Die Gegentakt-A-Endstufe kann durch zwei in Reihe geschaltete Generatoren ersetzt werden, so daß man die Anpassungsbedingung für dieses System wie folgt aufschreiben kann:
Nach Gl. (6) ist

$$2 R_{A\,opt} = 2 \frac{U_c - U_{co}}{I_c - I_{co}} - R_p + ü^2 (R_L + R_s). \tag{34}$$

Durch die Primärwicklungen fließt Gleichstrom.
Wegen des entstehenden Spannungsabfalles wird

$$U_c = U_B - I_c \frac{R_p}{2}. \tag{35}$$

Die Ausgangsleistung der Endstufe ergibt sich aus

$$N_a = \frac{u_a^2}{R_L} = \eta_p N_c = \eta_p \frac{(U_c - U_{co})^2}{R_{A\,opt}}. \tag{36}$$

Aus diesen drei Gleichungen können die Unbekannten U_c, I_c und ü ausgerechnet werden. Für den Übertrager und die Endstufe sind nur die letzten zwei von Bedeutung. Mit geringen Vernachlässigungen erhält man

$$ü = \sqrt{2}\, \frac{U_B - U_{co}}{u_a} \cdot \frac{1 - 2A}{1 + 4A}, \tag{37}$$

und

$$I_c = \frac{N_a}{U_B - U_{co}} \cdot \frac{1 + 4A}{1 - 2A} + \frac{1}{1 + 4A} I_{ao}. \tag{38}$$

Als Resultat erhalten wir nicht nur das Übersetzungsverhältnis des Übertragers, sondern auch den zu der vorgeschriebenen Ausgangsleistung gehörenden Ruhestrom der Endverstärkerelemente. Somit verfügen wir über alle Daten der genannten Endstufe.

Übertrager mit Vormagnetisierung

Die Bestimmung der Schaltungsdaten der Endstufe

Die Schaltungsdaten der Endstufe können analog zum Abschnitt „Gegentakt-A-Endstufe" berechnet werden. Unter Berücksichtigung der Anpassungsbedingung, des Spannungsabfalles am Kupferwiderstand der Primärwicklung und der vorgeschriebenen Ausgangsleistung wird das Übersetzungsverhältnis

$$ü = \frac{U_B - U_{co}}{\sqrt{2}\, u_a} \frac{1-2A}{1+4A} \qquad (39)$$

und der Ruhestrom

$$I_c = 2 \frac{N_a}{U_B - U_{co}} \cdot \frac{1+4A}{1-2A} + \frac{1}{1+4A} I_{co}. \qquad (40)$$

Arbeitspunkt des Eisenkernes

Für die Bestimmung des Arbeitspunktes muß man den Zusammenhang $A_L = f(I_w)$ an einer Probewicklung ausmessen. Die Messung soll auch hier bei kleinen B-Werten durchgeführt werden.
Für den Übertrager ergibt sich die Amperewindungszahl A_w aus Gl. (22) und Gl. (40)

$$A_w = w_p I_c = 3{,}6 \cdot 10^2 \sqrt{\frac{Q_W}{l_W} N_a \frac{A}{1-2A}}. \qquad (41)$$

Aus Gl. (40) wurde I_{co} weggelassen, diese Vernachlässigung verursacht im Arbeitspunkt des Eisens nur einen unwesentlichen Fehler.
Den Wert A aus Gl. (17) eingesetzt und nach A_L aufgelöst, ergibt

$$A_L = 3{,}2 \cdot 10^{-1} \frac{N_a}{f_g} \cdot \frac{1}{A_w^2} + 10^{-5} \cdot \frac{l_w}{Q_W f_g}. \qquad (42)$$

Der obere Schnittpunkt der gemessenen und anhand von Gl. (42) errechneten Kurven (siehe Bild 4) ist der Arbeitspunkt des Eisenkernes. Die Ordinate des Schnittpunktes ist jener magnetische Leitwert A_L', der durch die Gleichstromvormagnetisierung entsteht. Mit diesem A_L'-Wert kann die Berechnung des Übertragers und der Endstufe durchgeführt werden. [Der untere Schnittpunkt nach Gl. (42) und Gl. (17) ergibt $A \approx 0{,}5$, ist also nicht verwendbar. Siehe Gleichungen (18) bis (23).]

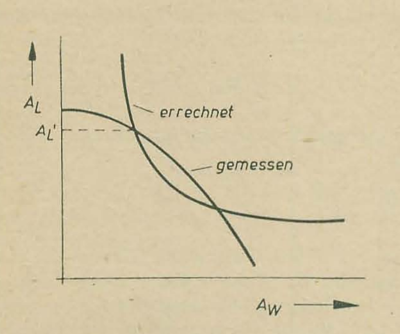


Bild 4: Aus diesen Kurven lassen sich der Arbeitspunkt des Eisenkernes (oberer Schnittpunkt) und der magnetische Leitwert A_L entnehmen

Wenn wir durch einen Übertrager mit kleinen Abmessungen relativ große Leistungen übertragen wollen, ist es zweckmäßig, die Funktion $A_L(I_W)$ am Eisenkern mit verschiedenen Luftspalten zu messen. Auf diese Weise ist es möglich, den günstigsten Schnittpunkt als Ausgangswert der Berechnung auszuwählen.

Zur Genauigkeit der Berechnungen

Die Genauigkeit der Rechenergebnisse wird durch die in den Ableitungen vorgenommenen Vernachlässigungen und verwendeten Näherungswerte bestimmt. In unserem Falle entsteht der bedeutendste Fehler aus Gl. (9). Der Kupferfüllfaktor ist nämlich nicht konstant, sondern von der Drahtstärke abhängig; dieser Zusammenhang kann bei verschiedenen Drahtsorten unterschiedlich sein. Der Füllfaktor F wird durch die zwischen den Lagen und Wicklungen verwendeten Isolierschichten, eventuelle Abschirmungen usw. beeinflußt. Der angenommene Wert gilt mit guter Näherung für Lackdraht ohne Lagenisolation, wenn die resultierenden Drahtdurchmesser durch 0,2 mm abgerundet, darüber aufgerundet werden. Bei Lackseidendraht kann der ungünstigere Füllfaktor durch eine etwa 25%ige Verminderung des gemessenen Fensterquerschnittes kompensiert werden. Ebenso muß man die Isolierschichten und für andere Zwecke verwendete Wicklungen (Gegenkopplung), Schirmwicklungen usw. durch eine Verminderung des Fensterquerschnittes berücksichtigen. In solchen Fällen sind wir allerdings auf Schätzwerte angewiesen.

Zusammenfassung

Das oben behandelte Berechnungsverfahren kann dann verwendet werden, wenn die magnetischen Eigenschaften des Eisenkernes auf Grund entsprechender Messungen bekannt sind. Die Ableitungen sollen den Gedankengang der Berechnung der Bemessungsgleichungen veranschaulichen, die Reihenfolge der Resultate ist je nach der Schrittfolge der Berechnung verschieden. Die Ausarbeitung einer Arbeitsvorschrift stellt jedoch keine Schwierigkeit dar. Mit Hilfe der Berechnungsgleichungen können außerdem einfache Nomogramme hergestellt werden, durch die die Arbeit bedeutend beschleunigt werden kann.

Neue Bildröhren in Westdeutschland

FRITZ KUNZE

Kurzhalsbildröhre AW 59—91

Die Vollrechteck-Bildröhre mit einer Diagonale von 59 cm und 110° Ablenkung hat sich in Westdeutschland und in Westeuropa durchgesetzt und alle anderen Formate verdrängt. Der bisherige Typ AW 59-90 wurde aber durch einen neuen Typ, die Kurzhalsbildröhre AW 59-91 ersetzt. Diese Röhre hat den gleichen Kolben und die gleiche Frontplatte (Grauglas mit einer Lichtdurchlässigkeit von 75%) wie die AW 59-90, aber die Elektronenkanone der Kurzhalsbildröhre AW 47-91, die um etwa 2 cm verkürzt ist (s. Bild 1). Die Betriebs- und die Grenzdaten der AW 59-91 entsprechen denen der AW 47-91 (beide haben ja das gleiche System) und weichen daher von den Daten der AW 59-90 etwas ab, wie aus der nachstehenden Aufstellung hervorgeht ($U_f = 6{,}3$ V, $I_f = 0{,}3$ A).

Betriebswerte

	AW 59-91	AW 59-90	
U_{a+g3}	18	16	kV
U_{g4}	0 ··· 400	0 ··· 400	V
U_{g2}	400 500	300 400	V
$-\hat{U}_{g1\,sperr}$	40 ··· 77 50 ··· 93	30 ··· 72 38 ··· 94	V

Grenzwerte

	AW 59-91	AW 59-90	
U_{a+g3}	13 ··· 18	13 ··· 16	kV
U_{g4}	—500 ··· +1000	—500 ··· +1000	V
$\hat{U}_{g4\,max}$	2,5	2,5	V
U_{1g}	—150 ··· 0	—150 ··· 0	V
$\hat{U}_{g1}$	—400 ··· + 2	—400 ··· +2	V

Implosionsgeschützte Bildröhren

Die bedeutendsten Neuentwicklungen sind implosionsgeschützte Bildröhren. Die wichtigsten Ausführungsformen und die Eigenschaften dieser Röhren wurden bereits im Heft 17 (1962) S. 542/543 beschrieben. Da

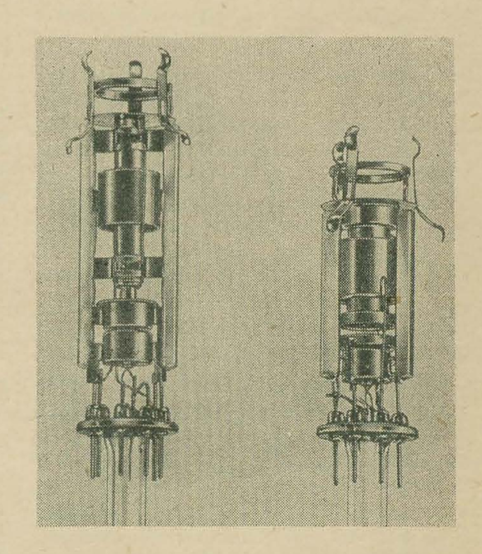


Bild 1: Das System der AW 59—90 (links) und das der AW 59—91 (rechts)

Foto: Telefunken

man sich in Westdeutschland auf keine bestimmte Ausführung einigen konnte, gibt es gleich mehrere Ausführungen.

Von Telefunken und von Standard Elektrik Lorenz wird die A 59-12 W gefertigt. Das ist eine Ausführung mit Stahlblechmantel, der die Schmelzzone zwischen Frontplatte und Kolben umgibt. Ein Füllmittel, das den gleichen Ausdehnungskoeffizienten wie Glas hat, stellt eine feste Verbindung zwischen Glas und Stahlblechmantel her. Der Stahlblechmantel hat in den Ecken Befestigungslaschen, die es erlauben, die Röhre so anzubringen, daß sie im Gehäuse noch etwas nach vorn übersteht. Hierdurch wird weiter an Gehäusetiefe gespart. Der Mantel ist grau gespritzt. Da hierdurch meist eine Disharmonie zur Gehäusefarbe entsteht, kann eine aus Polystyrol gespritzte Kunststoffkappe von

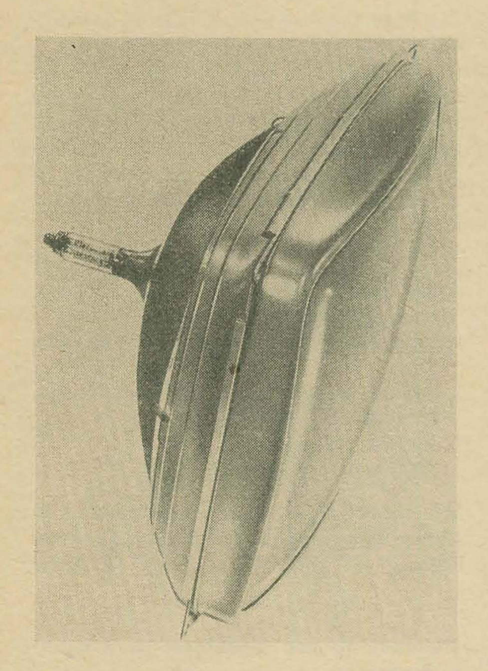


Bild 2: Die Bildröhre A 59-12 W Foto: Telefunken

vorn über den Stahlblechmantel gezogen werden. Die Kappe wird in dem von dem Gerätefabrikanten jeweils gewünschten Farbton von einer westdeutschen Kunststoffabrik geliefert.

Valvo und Siemens haben mit der A 59-11 W eine Bildröhre geschaffen, bei der der Implosionsschutz durch einen mit Glasfasern verstärkten Polyesterüberzug erfolgt. Dieser überzieht den Kolben und die Schmelzzone und den Rand der Frontplatte. An der Schmelzzone und am Rand der Frontplatte ist der Überzug verstärkt.

Die Typen A 59-11 W und A 59-12 W unterscheiden sich lediglich durch den Implosionsschutz. Die Elektronenkanone und der Kolben sind bei beiden die gleichen und entsprechen denen der AW 59-91. Nur die Frontplatte ist etwas dunkler gefärbt, sie hat nur noch eine Lichtdurchlässigkeit von 53%. Während bei den nicht implosionsgeschützten Bildröhren eine Schutzscheibe aus Filterglas, die Streulicht und Reflexionslicht zurückhält, vorgeschaltet ist, muß bei den implosionsgeschützten Bildröhren die Frontplatte der Bildröhre selbst eine stärkere Filterwirkung aufweisen.

Von den Hamburger Kunststoffwerken Wilhelm Cornehl wurde eine Kunststoffhaube aus PVC (Polyvenylchlorid) auf den Markt gebracht, die über die AW 59-91 gezogen wird und auch bei dieser Röhre einen Implosionsschutz ohne eine weitere Schutzscheibe gewährt. Neuerdings bringt die gleiche Firma unter dem Namen Polyflex-Implosionsschutz eine vereinfachte, billigere Ausführung heraus. Es handelt sich um eine etwa 0,5 mm starke weiche PVC-Folie, deren Außenfläche zur Vermeidung von Reflexionen leicht satiniert ist. Diese Folie wird über die Frontplatte der AW 59-91 gelegt und mit einem federnden Stahlrahmen festgespannt.

Weitere neue Typen

Von Standard Elektrik Lorenz wird unter der Bezeichnung A 59-15 W für den Export eine Bildröhre vertrieben, die eine AW 59-12 W ohne Implosionsschutz ist. Von der AW 59-91 unterscheidet sie sich nur durch die Lichtdurchlässigkeit der Frontplatte, sie beträgt wie bei der A 59-12 W 53% (75% bei der AW 59-91). Wahrscheinlich hat Lorenz von einer ausländischen Gerätefabrik, die die teure Filterglas-Schutzscheibe durch eine billige Schutzscheibe aus Fensterglas ersetzen will, den Auftrag für eine solche Röhre erhalten. Will man die Schutzscheibe oder das Schutzschild nicht als Filter ausbilden, so muß die Frontplatte der Bildröhre eine größere Filterwirkung aufweisen.

Von Valvo und Siemens wird noch eine Bildröhre für den Export und für Ersatzzwecke gefertigt: die A 59-16 W. Das ist eine Bonded-Shield-(Twin-Panel-)Röhre; sie hat also einen aufgekitteten Schutzschild aus Filterglas. In der Kolbenausführung und in ihren Abmessungen entspricht sie den amerikanischen Bonded-Shield-Röhren, hat aber die Elektronenkanone und damit die Daten der AW 59-91.

Eine weitere neue Bildröhre, die A 25-10 W, von Standard Elektrik Lorenz, ist eine statisch abgelenkte Bildröhre mit einem diagonalen Ablenkwinkel von 90°. Sie ist zur Verwendung in transistorisierten transportablen Fernsehempfängern bestimmt.

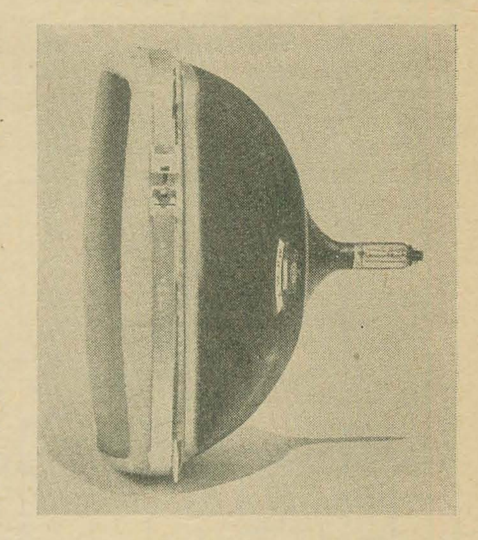


Bild 3: Die Bildröhre A 59-11 W Foto: Valvo

In den westdeutschen Fernsehempfängern der Saison 1963/1964 werden nur noch implosionsgeschützte Vollrechteckröhren (59 cm Diagonale) verwendet, und zwar vom Typ A 59-11 W und A 59-12 W. In einigen Exportgeräten und auch bei kleineren Gerätefirmen dürfte man vielleicht auch eine AW 59-91 mit Cornehlhaube bzw. Polyflex-Implosionsschutz finden.

Aus der Reparaturpraxis

Serviceerfahrungen mit dem TV-Empfänger Munkácsy (6)

Mangelhafte Bildqualität

Da sich die nachfolgenden Fehlererscheinungen vorwiegend auf den VHF-Tuner (HF-Vorstufe, Oszillator- und Mischstufe) beziehen, soll etwas grundsätzliches über die Reparatur des VHF-Tuners gesagt werden.

Bei einem notwendig gewordenen Röhrenwechsel ist darauf zu achten, daß möglichst eine Röhre gleichen Fabrikats verwendet wird, da andernfalls mit einer Verstimmung des Tuners zu rechnen ist. Müssen Widerstände bzw. Kondensatoren erneuert werden, so ist es zweckmäßig, ein gleiches Bauelement mit gleichlangen Anschlußfahnen einzubauen. Befinden sich zwischen dem Antenneneingang und dem Mischteil der Pentode PCF 82 defekte Einzelteile, so erscheint auf dem Bildschirm meist ein mehr oder weniger stark verrauschtes Bild. Ist im Oszillatorkreis ein Bauelement defekt, so führt dies zu einem verschwommenen kontrastarmen Bild oder zu einem Bildtotalausfall.

Es empfiehlt sich besonders, nach erfolgter Reparatur die Durchlaßkurve des Tuners zu kontrollieren, um auftretende Abweichungen entsprechend korrigieren zu können.

Fehlererscheinung

Der Empfänger ist unempfindlich

Fehlerursache

a) Der Schirmgitterwiderstand R_{13} (22 kΩ) der Mischröhre PCF 82 ist schadhaft

b) Der an der Anode der Mischröhre liegende Widerstand R_{14} (3,3 kΩ) ist schadhaft

c) Der Widerstand R_6 oder R_7 (je 220 kΩ) ist fehlerhaft

Fehlererscheinung

Auf dem Bildschirm erscheint auch beim Empfang eines mittleren Eingangssignals ein verrauschtes Bild

Fehlerursache

a) Der Widerstand R_8 (1 kΩ) ist fehlerhaft

b) Der im Antenneneingang liegende Kondensator C_1 oder C_2 (je 100 pF) ist schadhaft

Fehlererscheinung

Das Bild ist unscharf und verschwommen

Fehlerursache

a) Die Oszillatorspule L_6 und der Kondensator C_{15} für die Feinabstimmung sind verstimmt

b) Die Bild-ZF-Stufe ist verstimmt

c) Die Kompensationsspule L_{19}, L_{20}, L_{21} oder L_{23} ist schadhaft

Fehlererscheinung

Das Bild hat einen zu starken Kontrast und dieser läßt sich nicht regeln

Fehlerursache

Der Kondensator C_{41} (10 nF) am Gitter des Triodenteils der Videoendröhre PCL 82 ist schadhaft

Fehlererscheinung

Brummen im Bild, in einer Hälfte des Bildschirmes ist das Bild heller oder dunkler

Fehlerursache

Die Videoendröhre PCL 82 hat Elektrodenschluß zwischen Heizfaden und Katode

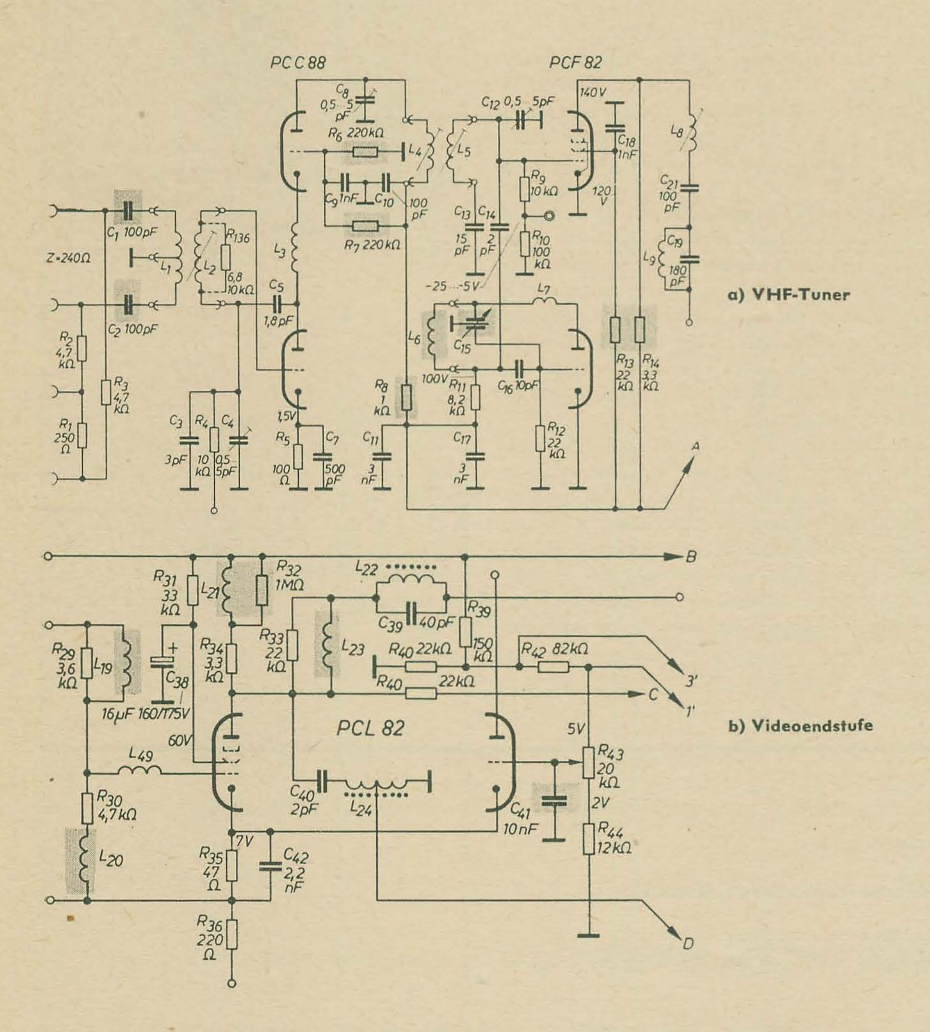
Abschließend soll noch auf einige Fehlererscheinungen im ZF-Verstärker hingewiesen werden. Fehler im ZF-Verstärker sind nicht immer leicht zu erkennen, und bei einer gründlichen Fehlersuche sind Röhrenvoltmeter, Wobbelsender und Oszillograf unerläßlich.

Die häufigsten Fehler sind u. a.:

1. bei dunklem Bildschirm — kein Bild und schwacher Ton mit Brummen;
2. bei hellem Bildschirm — kein Bild und kein Ton;
3. schwacher Ton und mehr oder weniger flaues Bild;
4. Bild zeigt Tonstreifen;
5. Bild zeigt zu geringen Kontrast.

Wie aus den Fehlererscheinungen ersichtlich, können diese auch zum Teil am VHF-Tuner liegen.

K. Belter



a) VHF-Tuner

b) Videoendstufe

Behandlung von glasklaren Kunststoffbildscheiben

Seit einiger Zeit werden die Tischgeräte „Start" mit Kunststoffsicherheitsscheiben ausgerüstet. Den Vertragswerkstätten wurde bereits in einer Mitteilung über die Bezirksstellen des VEB Garantie- und Reparaturdienst bekanntgegeben, daß die Bildscheiben auf Grund geringer elektrostatischer Aufladung Staub und Schmutzteilchen ansetzen können. Deshalb wurde dem Kunden ein sogenanntes „Antistatic-Tuch" mitgeliefert, mit dem diese Erscheinung durch Abwischen der Scheibe beseitigt werden kann.

Bei Reparaturen und Transport kann es vorkommen, daß an der Kunststoffbildscheibe Kratzer entstehen. Zur Beseitigung eignet sich das in allen Drogerien erhältliche Putzmittel „Piablank". Damit können kleine Kratzer ohne große Mühe auspoliert werden. Anschließend wird mit einem trockenen, weichen Tuch nachpoliert. Wenn dabei eine statische Aufladung entstehen sollte, wird sie mit dem „Antistatic-Tuch" beseitigt. Diese Tücher sind mit „Marvelan" getränkt und ebenfalls handelsüblich. Wir empfehlen allerdings dringend, die Bildscheiben schonend zu behandeln, denn tiefe Kratzer sind nicht mehr zu beseitigen.

Aus Rafena-Informationen

BAUANLEITUNG

Ein transistorisierter Gleichspannungskonstanthalter nach dem Prinzip der Zweipunktregelung

HAGEN JAKUBASCHK

Für das hier beschriebene Gerät wurde das Funktionsprinzip der Zweipunktregelung benutzt; hierbei arbeiten alle Transistoren als Schalter. Für vier der insgesamt sechs Transistoren können die preiswerten „Bastlertransistoren“ (LA-Typen) benutzt werden, mit denen sich bei relativ geringem Aufwand eine für die Amateur- und Werkstattpraxis weit zureichende Regelgenauigkeit ergibt. Das Versuchsmuster des Verfassers ergab bei einer zwischen —6 V ··· —9 V wählbaren Ausgangsspannung sowohl bei Änderung der Ausgangslast von 0 ··· 0,5 A wie auch bei Änderung der (von einem üblichen Niederspannungsnetzteil entnommenen) Eingangsspannung von —15 V um ±20 % eine Schwankung der Ausgangsspannung um ±2 %.

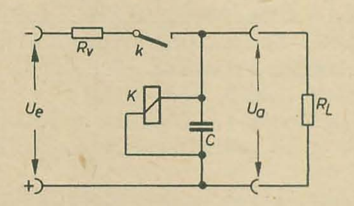


Bild 1: Prinzip der Zweipunktregelung zur Spannungskonstanthaltung

Prinzip

Bild 1 zeigt das Funktionsprinzip einer Zweipunktregelung. U_e ist die von einem üblichen Netzteil entnommene Eingangsspannung, U_a die Ausgangsspannung. Über den Vorwiderstand R_v wird der Kondensator C wieder auf geladen. Parallel zu C liegt ein elektronisches Schaltorgan, für das hier ein Relais K angenommen sei. Dessen Ruhekontakt k liegt mit R_v in Reihe. Beim Anlegen der Eingangsspannung wird C über R_v aufgeladen, bis die an C stehende Spannung den Wert der Anzugsspannung des Relais K erreicht hat. In diesem Moment zieht das Relais K und öffnet den Kontakt k, womit die weitere Aufladung des Kondensators unterbrochen wird. Die maximal an C auftretende Spannung ist also etwa durch die Anzugsspannung (Anzugsstrom) des Relais festgelegt. Über R_L wird C nun je nach Größe der Last mehr oder weniger schnell entladen (unter Vernachlässigung von Relais K). Sobald die Spannung an C soweit gesunken ist, daß die Abfallspannung (Abfallstrom) des Relais K erreicht wird, fällt das Relais ab, schließt k und über R_v wird C erneut nachgeladen; der Vorgang wiederholt sich von vorn. Die Ausgangsspannung pendelt also zwischen den beiden Werten der Anzug- und Abfallspannung von K. Hieraus erklärt sich auch die Bezeichnung Zweipunktregelung für dieses Prinzip. Gelingt es, den Unterschied zwischen Anzug- und Abfallspannung hinreichend klein zu machen, so kann auch die Spannung an C und damit am Verbraucher nur um einen entsprechend kleinen Betrag schwanken. Es ist einzusehen, daß für eine befriedigende Regelgenauigkeit ein mechanisches Schaltorgan für K nicht in Frage kommt. Die erforderliche geringe Differenz zwischen beiden Spannungsschwellwerten läßt sich jedoch relativ leicht mit einer Schmitt-Trigger-Schaltung erreichen. Für den Kontakt k im Bild 1 wird ein Leistungstransistor eingesetzt, der als Schalttransistor arbeitet. Bei Verwendung der inzwischen in geringer Stückzahl bereits erhältlichen 4-W-Transistoren OC 835 ··· 838 anstelle des Schalttransistors T_6 im Bild 2 kann das Gerät ohne weiteres für einen maximalen Verbraucherstrom von etwa 2 A ausgelegt werden.

Schaltung

Bild 2 zeigt die Schaltung des im Versuchsaufbau erprobten Gerätes. T_6 ist der Schalttransistor. Um ihn voll durchsteuern zu können, wurde er mit dem Transistor T_5 (150-mW-Typ) zu einem Tandemtransistor vereinigt. T_1 fungiert als Verstärker-Transistor, um genügend dicht beieinanderliegende Spannungs-Schwellwerte zu erreichen. T_2 und T_3 bilden den für die schlagartige Umschaltung erforderlichen Schmitt-Trigger, T_4 arbeitet als Steuerstufe für die Schalttransistoren T_5 und T_6.

Funktion und Aufbau des Schmitt-Triggers mit Transistoren wurden bereits beschrieben [2] [3], so daß hier eine kurze Erläuterung ausreichend erscheint. Grundsätzlich ist stets einer der beiden Transistoren T_2 oder T_3 gesperrt, während der andere durchgesteuert ist. Ist T_2 gesperrt, an seinem Kollektor steht dann nahezu die volle Betriebsspannung, wird T_3 über den Spannungsteiler 15 kΩ/10 kΩ geöffnet. Der Spannungsabfall am gemeinsamen 200-Ω-Emitterwiderstand sorgt für völlige Sperrung von T_2. Sobald die Basisspannung an T_2 einen von der Dimensionierung abhängigen Wert übersteigt, schaltet der Trigger schlagartig um, d. h. jetzt öffnet T_2, wodurch wiederum über den Basisspannungsteiler der Transistor T_3 gesperrt wird. Bei Unterschreiten eines bestimmten Spannungswertes an der Basis von T_2 kippt der Trigger zurück.

Vom Kondensator C, der gleichzeitig als Siebkondensator wirkt, wird die Betriebsspannung für T_1 bis T_3 abgegriffen. Über den Teiler R_1, P_1 erhält T_1 eine bestimmte Basisvorspannung. Da der Emitter von T_1 durch den vom Trigger verursachten Spannungsabfall am 200-Ω-Widerstand hochgelegt ist, kann die Basisspannung von T_1 mit R_1 und P_1 so eingestellt werden, daß T_1 eben im unteren Kennlinienknick arbeitet. Dann genügt bereits eine geringe Änderung der Basisspannung an T_1, um eine beträchtliche Kollektorstromänderung von T_1 und damit eine wesentliche Potentialänderung an der Basis von T_2 zu erhalten. Bereits durch sehr geringe Abweichungen vom Sollwert der Spannung an C wird somit der Trigger zum Umschalten gebracht. Voraussetzung für eine gute Regelgenauigkeit ist ein hoher Stromverstärkungsfaktor für T_1. Die im Bild 2 angegebenen Werte für die einzelnen Transistoren sollten nicht unterschritten werden.

Bis auf T_1 arbeiten alle Transistoren als Schalter, so daß temperaturbedingte Datenänderungen für die Regelgenauigkeit zu vernachlässigen sind. Sollte ein störender Temperaturgang von T_1 auftreten, kann er leicht durch Parallelschalten eines üblichen Heißleiters (Thermistor) zu R_2 kompensiert werden. Die an C erwünschte Sollspannung wird mit R_1 grob und mit P_1 fein eingestellt, wobei P_1 evtl. als geeichter Regler ausgeführt werden kann. Eine Spannungsänderung in den Grenzen 6 ··· 9 V ist also in dieser Schaltung sehr unkompliziert erreichbar.

Wirkungsweise

Bei Ansteigen der Spannung an C steigt der Basisstrom von T_1 und damit das Basispotential von T_2, so daß T_2 durchsteuert und T_3 gesperrt wird. Am Kollektor von T_3 steigt dann das negative Potential etwa in Höhe der Betriebsspannung, so daß T_4 öffnet und seinen Kollektorwiderstand von 200 Ω praktisch an Masse legt. Die am Teiler 500 Ω/200 Ω abgegriffene Basisvorspannung für T_5/T_6 ist dann geringer als die Spannung an C, d. h. die Basis von T_5/T_6 ist jetzt positiv gegen deren Emitter. T_6 sperrt daher und unterbricht die Nachladung von C. Ist an C das Potential soweit gesunken, daß es über T_1 zum Umschalten des Triggers kommt, so wird T_3 wieder durchgesteuert, an seinem Kollektor steht dann nur noch eine geringe Restspannung etwa in Höhe des Spannungsabfalles am 200-Ω-Emitterwiderstand des Triggers. T_4 erhält keinen ausreichenden Basisstrom mehr, wodurch das Potential des in seinem Kollektor liegenden Spannungsteilers soweit angehoben wird, daß T_5 und T_6 wieder durchsteuern und C nachgeladen wird. Die Diode D_1 begünstigt ein schnelles Abfließen der Ladungsträger aus der Sperrzone von T_6 und damit eine schnelle Umschaltung. Anderenfalls könnte T_6 unzulässig lange im Bereich oberhalb der Verlustleistungshyperbel betrieben werden [1].

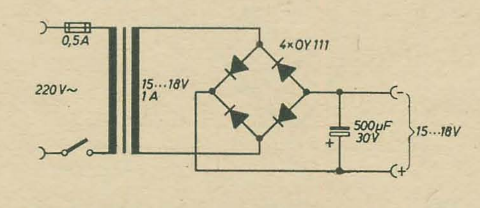


Bild 3: Netzteil zur Speisung der Regelschaltung

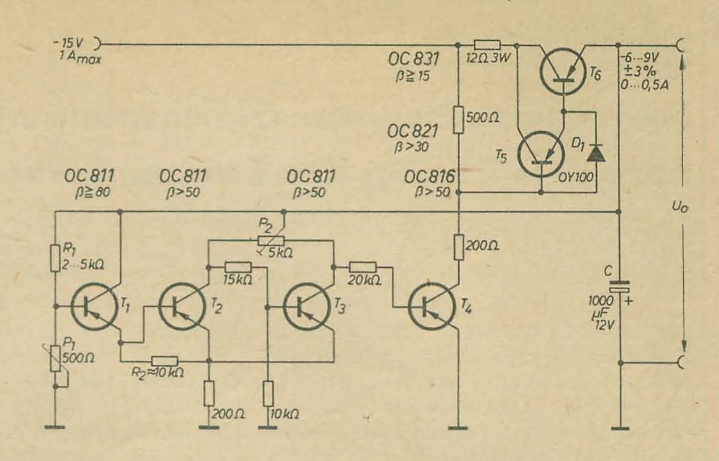
Der Widerstand R_2 richtet sich im Wert nach Stromverstärkungsfaktor und Kollektorreststrom von T_1 und ist ggf. nach Versuch etwas zu verändern. Mit dem Einstellregler P_2 kann die Regelgenauigkeit (Spannungsdifferenz an C für beide Umschaltpunkte des Triggers) auf maximalen Wert gebracht werden, ohne daß der Trigger instabil wird. Ein instabiles Verhalten ist mit Kopfhörer oder besser oszillografisch am Kollektor von T_4 feststellbar und sollte unbedingt vermieden werden, da sonst der Leistungstransistor T_6 gefährdet wird. Hohe Tastfrequenzen bei fehlender Last deuten auf instabiles Arbeiten des Triggers hin (Selbsterregung).

Das Tastverhältnis (Verhältnis Öffnung zu Sperrung von T_6) ändert sich je nach Belastung in weiten Grenzen. Ohne angeschlossene Last erfolgt nur im Abstand einiger Sekunden ein außerordentlich kurzes Auftasten von T_6, je nach Verluststrom des Kondensators C, der nicht kleiner als 1000 μF sein soll. Bei maximaler Last ($\approx$0,5 A Stromentnahme) ist das Verhältnis umgekehrt; T_6 wird dann in relativ großen Abständen (beim Mustergerät $\approx$0,5 s) nur kurzzeitig zugetastet. Bei mittlerer Last ($\approx$0,3 A) stellte sich beim Mustergerät ein Tastverhältnis von etwa 1 : 1 mit einer Tastfrequenz von etwa 30 Hz ein. Die Einstellung von P_2 wird zweckmäßig bei geringer Last vorgenommen. Die Tastfrequenz bei mittlerer Last war weitgehend abhängig von der Einstellung von P_2 und besonders P_1.

Aufbau

Zum Aufbau ist an dieser Stelle nichts Besonderes zu sagen. Das Gerät ist unkritisch im Aufbau und kann eng gedrängt und sehr klein gebaut werden, wobei der Raumbedarf im wesentlichen vom Kondensator C und dem

Bild 2: Schaltung der ausgeführten Regelschaltung



Schalttransistor T_6 (Kühlblech 100 × 100 mm Alublech 1 mm stark) bestimmt wird. Der 12-Ω-Widerstand (3 W) ist ein Drahtwiderstand und entspricht R_v im Bild 1. Er ist im Wert relativ kritisch.

Da besonders im Trigger einige Werte der Widerstände von den jeweiligen Exemplardaten der Transistoren abhängig sind, empfiehlt sich vor dem endgültigen Aufbau ein loser Versuchsaufbau zur Festlegung der günstigsten Werte. Falls eine eventuelle Instabilität des Triggers nicht durch geringes Verstellen von P_2 zu beseitigen ist oder der Trigger nicht anspricht, sind die Widerstände 15 kΩ und 10 kΩ zwischen T_2 und T_3 etwas gegenläufig zu ändern.

Netzteil

Die Stromversorgung erfolgt aus einem normalen Netzteil; eine dafür geeignete Schaltung zeigt Bild 3. Der Netztrafo soll 15 ··· 18 V (1 A) abgeben. Die Gleichrichtung erfolgt mit vier Germanium-Flächendioden OY 111, die mit den vom Hersteller vorgeschriebenen Kühlflächen versehen werden. Als Ladeelko genügt 500 μF. An diesem Kondensator sollen bei maximaler Last wenigstens 15 V=, ohne angeschlossene Last maximal 18 V= stehen. Der Trafo darf daher nicht zu schwach ausgelegt sein. Der Netzteil nach Bild 3 und der Regler nach Bild 2 können in ein Gehäuse zusammengebaut werden.

Literatur

[1] Korn, J.: Die Verwendung von transistorisierten Zweipunktreglern zur Gleichspannungskonstanthaltung. Funktechnik 17 (1962) H. 22 S. 749

[2] Schiller, H.-J.: Transistor-Schmitt-Trigger. radio und fernsehen 10 (1961) H. 11 S. 340

[3] Glück, G.: Wirkungsweise und Dimensionierung der Schmitt-Trigger-Schaltung. radio und fernsehen 10 (1961) H. 13 S. 402

Siebung mit einfachen Schwingkreisen

Dr.-Ing. H. ALBRECHT

Mitteilung aus dem Institut für Fernmeldewesen und HF-Technik, Rostock

Siebschaltungen mit Schwingkreisen, die eine Frequenz bzw. ein Frequenzband passieren lassen, sind z. B. aus der Rundfunktechnik gut bekannt. Je nach dem inneren Widerstand der Spannungsquelle (Antenne, Röhre, Transistor) kann man besser mit einem Reihen- oder Parallelschwingkreis aus einem breiten Frequenzband eine gewünschte Frequenz aussieben. Wenig bekannt ist, daß man auch die Sperrwirkung von Schwingkreisen (Saugkreis, Sperrkreis) mit einfachen Gleichungen beschreiben kann. Die Ableitung dieser Bemessungsvorschriften findet man auch in breit angelegten Lehrbüchern nicht [1]. Die folgende Darstellung stammt aus einer Grundlagenvorlesung.

Qualitative Betrachtung

Wird ein Reihenschwingkreis mit konstantem Strom betrieben (Quelle mit $R_i \to \infty$), so verlaufen die Teilspannungen an den Schaltelementen als Funktion der Frequenz monoton.

$$|\mathfrak{U}_R| = \mathfrak{J}_0 \cdot R = \text{konst.} \qquad |\mathfrak{U}_L| = \mathfrak{J}_0 \cdot \omega L$$

$$|\mathfrak{U}_c| = \mathfrak{J}_0 \cdot \frac{1}{\omega C} \tag{1}$$

Die Gesamtspannung $|\mathfrak{U}_g|$ zeigt jedoch ein ausgeprägtes Minimum bei der Resonanzfrequenz. Genau so verhalten sich die Teilströme und der Gesamtstrom am Parallelschwingkreis, wenn er mit konstanter Spannung betrieben wird.

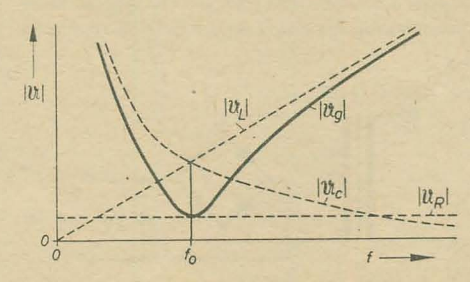


Bild 1: Teilspannungen am Reihenschwingkreis bei konstantem Strom

Sofern man sich auf den praktisch wichtigen Fall endlicher ohmscher Innenwiderstände der Spannungsquelle beschränkt (bei induktiven oder kapazitiven Innenwiderständen sind die Unterschiede leicht abzusehen), liegt am Reihenkreis bei sehr kleinen Frequenzen die volle Urspannung $\mathfrak{U}_0$ ($|\mathfrak{R}| \approx 1/\omega C \to \infty$), ebenso bei sehr großen Frequenzen ($|\mathfrak{R}| \approx \omega L \to \infty$). Bei Resonanz ist $\mathfrak{R} = R$ und damit

$$\frac{\mathfrak{U}_e}{\mathfrak{U}_0} = \frac{R}{R + R_{i_s}} = a \tag{2}$$

$$\left(\mathfrak{U}_0 = \mathfrak{U}_0' \frac{R_e}{R_e + R_i} = \mathfrak{U}_{e\,max}\right) \quad (R_{i_s} = R_e \,||\, R_i)$$

Die Sperrbandbreite B_s liegt zwischen den

Frequenzen, bei denen

$$\left|\frac{\mathfrak{U}_e}{\mathfrak{U}_c}\right| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (3)$$

ist.

An Bezeichnungen verwenden wir weiterhin:

Kennwiderstand $Z = \sqrt{L/C}$
Resonanzfrequenz $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$

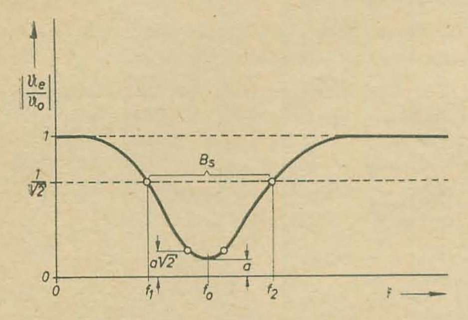


Bild 2: Spannung am Reihenschwingkreis als Bandsperre

Verstimmung $v = (\omega/\omega_0) - (\omega_0/\omega) \approx (2 \cdot \Delta f)/f_0$
Güte des Reihenkreises $Q = \omega_0 \cdot L/R$
Güte des Parallelkreises $Q = R_p/\omega_0 L$
Normierte Verstimmung $y = Q \cdot v$
Widerstand des Reihenkreises
$\mathfrak{R} = R + j\omega L + (1/j\omega C) = R(1 + jy)$
Widerstand des Parallelkreises
$\mathfrak{R} = R_p/(1 + jy)$

Bemessungsvorschrift

Die praktische Aufgabe besteht darin, bei einem gegebenen Generatorwiderstand R_i einen Schwingkreis zu dimensionieren, der eine vorgeschriebene Sperrbandbreite $f_2 - f_1 = B_s$ und eine vorgeschriebene Resonanzabschwächung a ergibt.
Am Reihenkreis gilt

$$\frac{\mathfrak{U}_e}{\mathfrak{U}_0} = \mathfrak{A} = \frac{R(1 + jy)}{R_{i_s} + R(1 + jy)} = a\frac{(1 + jy)}{(1 + jay)} \quad (4)$$

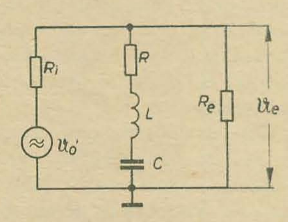


Bild 3: Bandsperrenschaltung mit Reihenschwingkreis (Saugkreis)

Es werden die Frequenzen gesucht, wo

$$|\mathfrak{A}| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (5)$$

ist.

$$|\mathfrak{A}| = a\frac{\sqrt{(1 + ay^2)^2 + y^2(1 - a)^2}}{1 + a^2y^2} \quad (6)$$

Die Lösung der Gleichung (5) liefert mit Gleichung (6)

$$y_B = \pm\frac{1}{a}\sqrt{1 - 2a^2} \quad (7)$$

und für $a \ll 1$

$$y_B \approx \pm 1/a \quad (7a)$$

An einen Schwingkreis mit drei Schaltelementen kann man auch nur drei unabhängige Forderungen bezüglich seines Betriebsverhaltens stellen. Wenn f_0, a, B_s vorgegeben werden, liegen die Schaltelemente fest und die Breite der Sperrzone zwischen den Punkten $a\sqrt{2}$ (Bild 2) ist nicht mehr wählbar. Man bestimmt aus Gleichung (6)

$$y_b = \pm\frac{1}{\sqrt{1 - 2a^2}} \approx \pm 1 \quad (8)$$

Das Verhalten des Gesamtstromes bei der entsprechenden Schaltung mit Parallelschwingkreis ist nicht direkt ausnutzbar. Wenn man jedoch den Eingangswiderstand R_e des Verbrauchers wieder in die Schaltung hineinnimmt, wird $R_{i_p} = R_e + R_i$. Die Unterteilung in R_e und R_i liefert bei allen Frequenzen eine zusätzliche konstante Teilung, hat also auf den Frequenzgang keinen Einfluß.
Nennt man

$$\frac{R_{i_p}}{R_p + R_{i_p}} = a\,; \quad \mathfrak{U}_0 = \mathfrak{U}_0'\frac{R_e}{R_e + R_i} \quad (9)$$

dann wird

$$\frac{\mathfrak{U}_e}{\mathfrak{U}_0} = \mathfrak{A} = a\frac{1 + jy}{1 + jay} \quad (10)$$

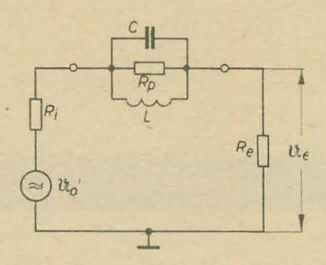


Bild 4: Bandsperrenschaltung mit Parallelschwingkreis (Sperrkreis)

Es gelten also dieselben Gleichungen wie beim Reihenschwingkreis. Für ein gegebenes R_i (bzw. R_i und R_e), a, und B_s muß noch entschieden werden, ob diese Forderungen leichter mit einem Reihen- oder Parallelschwingkreis erfüllbar sind. Dazu kann der Kennwiderstand Z benutzt werden. Es lassen sich Kennwiderstände etwa zwischen 10 Ω und 100 kΩ realisieren, der mittlere Wert liegt bei 1000 Ω.
Aus den Gleichungen (2) und (9) folgt

$$R = R_{i_s}\frac{a}{1 - a} \quad \text{und} \quad R_p = R_{i_p}\frac{1 - a}{a}$$

Aus Gleichung (7) folgt

$$Q = \frac{1}{a} \cdot \sqrt{1 - 2a^2} \cdot \frac{1}{v_B}$$

Damit ergibt sich für den Reihenkreis

$$Z_r = \frac{R_{i_s}}{v_B} \cdot \frac{\sqrt{1 - 2a^2}}{1 - a} \approx \frac{R_{i_s}}{v_B} \quad (11)$$

und für den Parallelkreis

$$Z_p = R_{i_p} \cdot v_B \frac{1 - a}{\sqrt{1 - 2a^2}} \approx R_{i_p} \cdot v_B \quad (12)$$

Der Wert von Z, der näher an 1000 Ω liegt, bietet die bessere Realisierungsmöglichkeit. Eine andere nicht überschreitbare Grenze in den Sperreigenschaften ergibt sich aus dem größtmöglichen Q. Mit $v_B = B_s/f_0$ und $y_B \approx 1/a$ folgt

$$a \cdot \frac{B_s}{f_0} \approx \frac{1}{Q_{max}} \quad (13)$$

d. h. wenn die Restspannung im Resonanzfall sehr klein werden soll, ist eine gewisse Mindestbandbreite nicht zu unterschreiten.

Zahlenbeispiel

Zwischen den Ausgang eines Generators mit $R_i = 50$ kΩ (z. B. Endpentode) und einen Verbraucher mit $R_e = 5$ kΩ soll ein Filter zur Abschwächung bei 9 kHz geschaltet werden. Die Sperrbandbreite soll 400 Hz betragen. Wenn man annimmt, daß bei 9 kHz eine Schwingkreisgüte $Q_{max} = 200$ erreicht werden kann, wird

$$a \approx f_0/B_s \cdot Q_{max} = \frac{9000}{400 \cdot 200} = 0{,}11$$

Wenn a kleiner werden soll, muß man ein größeres B_s zulassen. Weiter erhält man $v_B = B_s/f_0 = 0{,}045$, und mit $R_{i_s} = 4{,}5$ kΩ bzw. $R_{i_p} = 55$ kΩ wird der Kennwiderstand des Reihenkreises $Z_r \approx 10^5$ Ω oder der Kennwiderstand des Parallelkreises $Z_p \approx 2500$ Ω. Daraus ergibt sich, daß ein Parallelkreis für diesen Zweck einfacher aufzubauen ist (Schaltung nach Bild 4).
Die Schaltelemente werden:

$R_p = 445$ kΩ
$L = 39{,}5$ mH
$C = 8$ nF

Rechnet man den Parallelwiderstand R_p um in einen Verlustwiderstand der Spule, so wird $R_L = L/CR_p = 11$ Ω.
Für den ungünstigeren Reihenkreis werden die Schaltelemente R = 550 Ω, L = 1,96 H, C = 160 pF.

Zusammenfassung

Die Wirkungsweise von Reihen- und Parallelschwingkreisen zur Selektion einzelner Frequenzen wird als bekannt vorausgesetzt. Es werden einfache Vorschriften für den Einsatz von Schwingkreisen als Sperrfilter abgeleitet, und es wird gezeigt, daß der übliche Reihenkreis-Shunt (Saugkreis) nicht in jedem Fall die optimale Lösung darstellt, sondern daß bei bestimmten Generatorwiderständen der Parallelkreis eine bessere Sperrwirkung ergibt.

Literatur

[1] Kammerloher, J.: Hochfrequenztechnik I. (S. 50) C. F. Winter'sche Verlagshandlung/Füssen

Größenangaben für Widerstände und Kondensatoren in sowjetischen und tschechoslowakischen Schaltbildern

In den Schaltbildern sowjetischer und tschechoslowakischer Geräte der Funktechnik wird zur Bezeichnung der elektrischen Größen bei Widerständen und Kondensatoren ein besonderes System angewandt. Wer sich schon mit derartigen Schaltbildern beschäftigt hat, wird wissen, daß man sich nicht immer klar über die Aussage der angegebenen Werte ist. Im folgenden wollen wir daher sowohl das in der Sowjetunion als auch das in der ČSSR angewandte System kurz erläutern und damit das „Schaltung-Lesen" in sowjetischen und tschechoslowakischen Fachzeitschriften, Prospekten usw. erleichtern helfen.

Sowjetunion

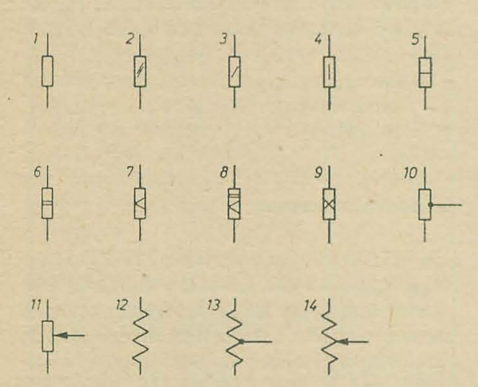
Widerstände

In Ω wird der Nennwert eines Widerstandes angegeben

1. wenn lediglich eine ganze Zahl steht, aber keine Maßeinheit angegeben ist;
2. wenn eine Zahl mit einer Dezimalstelle steht und die Maßeinheit OM (Ω) angegeben ist.

In kΩ wird der Nennwert eines Widerstandes angegeben, wenn nach einer ganzen Zahl der Buchstabe K steht.
In MΩ ist der Nennwert eines Widerstandes angegeben, wenn eine Zahl mit einer Dezimalstelle (oder nach dem Komma eine Null) steht und die Maßeinheit nicht angegeben ist.
Für die oben genannten Fälle hier einige Beispiele:

R	150	heißt	150 Ω
R	150 K	heißt	150 kΩ
R	3	heißt	3 Ω
R	3,0	heißt	3 MΩ
R	4,7 OM	heißt	4,7 Ω
R	4,7	heißt	4,7 MΩ



Symbole für Widerstände und deren Bedeutung:
1 Schichtwiderstand, allgemein
2 Schichtwiderstand, Nennbelastung 0,12 W
3 Schichtwiderstand, Nennbelastung 0,25 W
4 Schichtwiderstand, Nennbelastung 0,5 W
5 Schichtwiderstand, Nennbelastung 1 W
6 Schichtwiderstand, Nennbelastung 2 W
7 Schichtwiderstand, Nennbelastung 5 W
8 Schichtwiderstand, Nennbelastung 7,5 W
9 Schichtwiderstand, Nennbelastung 10 W
10 Schichtwiderstand mit Anzapfung
11 Schichtpotentiometer
12 Drahtwiderstand
13 Drahtwiderstand mit Anzapfung
14 Drahtpotentiometer

Unser Bild zeigt die verwendeten Symbole für Widerstände; die jeweilige Bedeutung steht in der Bildunterschrift.

Kondensatoren

In pF wird der Nennwert eines Kondensators angegeben, wenn eine ganze Zahl steht und keine Maßeinheit angegeben ist.
In μF wird der Nennwert eines Kondensators angegeben, wenn eine ganze Zahl mit einer Null als Dezimalstelle oder vor dem Komma eine Null steht. Auch hierzu einige Beispiele:

C	30	heißt	30 pF
C	30,0	heißt	30 μF
C	0,1	heißt	0,1 μF

ČSSR

Widerstände

In Ω wird der Nennwert eines Widerstandes angegeben, wenn lediglich eine ganze Zahl steht.
In MΩ wird der Nennwert eines Widerstandes angegeben, wenn nach einer ganzen Zahl ein M steht.
In kΩ wird der Nennwert eines Widerstandes angegeben

1. wenn hinter einer ganzen Zahl ein k steht
2. wenn vor der Zahl ein M steht.

Für die genannten Fälle im folgenden einige Beispiele, die auch einige Varianten zeigen:

R	20	heißt	20 Ω
R	5 M	heißt	5 MΩ
R	50 k	heißt	50 kΩ
R	M 2	heißt	200 kΩ
R	1 k 25	heißt	1,25 kΩ
R	3 M 2	heißt	3,2 MΩ

Kondensatoren

Die Bezeichnung der Kondensatoren ist analog der bei Widerständen. Wir bringen daher gleich Beispiele, aus denen unseres Erachtens das angewandte System klar zu erkennen ist:

C	50	heißt	50 pF
C	2 k	heißt	2000 pF bzw. 2 nF
C	2 k 5	heißt	2500 pF bzw. 2,5 nF
C	25 M	heißt	25 μF
C	M 1	heißt	0,1 μF

Dix/Blodszun

Referate

Ein ionosphärischer Meßsatellit mit optischer Bahnverfolgung durch Laserstrahlen

electronics, 1962, Sept. 7, Seite 20/21

Im Rahmen des Programms zur Erforschung der Ionosphäre mit Hilfe künstlicher Erdsatelliten ist von der amerikanischen Weltraumbehörde NASA der Start eines Satelliten mit der Bezeichnung S = 66 geplant, dessen optische Überwachung mit Hilfe von Laserstrahlen erfolgen soll.
Die Bodenstationen, die die Überwachung des Satelliten durchführen, werden mit einem Laser ausgerüstet, der 1-μs-Impulse von 1 Ws Impulsleistung erzeugt. Die am Satelliten reflektierten Lichtimpulse werden mit speziellen Präzessionskameras sowie mit Teleskopen, die mit Orthikonröhren ausgerüstet sind, beobachtet. Zur Reflexion des Laserlichtes trägt der Satellit einen Reflektor, der die Form eines achtseitigen Pyramidenstumpfes mit einem Grundflächendurchmesser von 46 cm und einem Deckflächenmesser von 19 cm hat. Die Deckfläche und die Seitenflächen des Pyramidenstumpfes sind mit einem Spiegelmosaik aus strahlungsempfindlichem Quarzglas belegt. Das Reflexionsvermögen beträgt etwa 80%. Durch ein magnetisches Orientierungssystem wird der Satellit ständig so ausgerichtet, daß der Reflektor zum magnetischen Nordpol der Erde weist.
Ziel des Satellitenexperimentes ist die Untersuchung der Ladungsträgerverteilung und -dichte in der hohen Erdatmosphäre, ihrer jahreszeitlichen und täglichen Schwankungen sowie der Wechselwirkungen zwischen Sonnenausstrahlung und Ionosphäre. Derartige Untersuchungen sind u. a. für die Ausbreitung der Rundfunkwellen von Bedeutung, vor allem auch im Hinblick auf den zukünftigen Raumfunkverkehr.
Der Satellit strahlt mehrere Frequenzen zwischen 20 MHz und 360 MHz aus. Außer einem Funkbakensignal von 136 MHz für die funktechnische Verfolgung durch die Stationen des NASA-Minitrack-Systems sowie zwei Signalen für die Meßwertübertragung (162 und 324 MHz) werden vier Signale auf den Frequenzen 20, 40, 41 und 360 MHz für die Ionosphärenuntersuchungen ausgesandt, deren gegenseitige Phasenverschiebungen während der Ausbreitung zwischen Satellit und Bodenstation ermittelt werden sollen. Die Sender dieser Signale werden von einem 5-MHz-Quarzoszillator mit +0,25% Frequenzgenauigkeit gesteuert.
Die Stromversorgung der elektronischen Ausrüstungen erfolgt durch Nickel-Kadmium-Batterien mit einer Kapazität von 2 Ah. Die Aufladung dieser Batterien geschieht durch Silizium-Solarzellen, die insgesamt 10 Watt erzeugen. *Naumann*

Fachbücher

Mann/Fischer

Fernsehtechnik

Band I: 3., verbesserte Auflage
264 Seiten, 288 Bilder, Lederin 16,50 DM
Band II: 2., berichtigte Auflage
460 Seiten, 612 Bilder, Lederin 30,— DM
VEB Verlag Technik, Berlin

Diese beiden Bände sind in Fachkreisen schon ausreichend bekannt, und es gibt im Gegensatz zu vielen anderen Büchern über den Inhalt sehr grundverschiedene Meinungen. Während viele Leser, die sich mit theoretischen Problemen der Fernsehtechnik zu befassen haben, sehr viel Nutzen aus diesem Werk ziehen können, werden es andere mit der Begründung ablehnen, daß der neueste Stand der Fernsehtechnik nicht berücksichtigt ist und daß die Automatikschaltungen moderner Empfangsgeräte nicht erwähnt sind. Zugegeben, daß die letzteren, von ihrem Standpunkt aus gesehen, nicht falsch urteilen und daß eine Vervollständigung tatsächlich wünschenswert wäre, aber solche Meinungen, die den Inhalt als überholt bezeichnen wollen, sind doch entschieden zurückzuweisen. Wer sehr intensiv mit Literatur arbeitet, der wird feststellen, daß er eine Vielzahl von wertvollen Hinweisen finden wird, die ihm helfen, das Mosaik seiner Vorstellungen zu ergänzen, das er sich mit Hilfe der Literatur aufbaut. Diese Hinweise sind natürlich beim flüchtigen Durchblättern schwer zu erkennen. Im allgemeinen sind also in diesem Werk mehr theoretische Grundlagen zu finden und weniger die spezielle Schaltungstechnik.
Nun noch kurz zum Inhalt, der ja schon hinreichend bekannt sein dürfte.
Der erste Band behandelt die Bildaufnahmetechnik und die verschiedenen Impulsgeneratoren. Der zweite Band dagegen kann fast als ein in sich abgeschlossenes Buch angesehen werden, denn in diesem wird die gesamte Sendeseite beschrieben, wie z. B. das Fernsehstudio, die Programmzubringer und die Fernsehnetzgestaltung, der Fernsehsender, die Fernsehsendeantennen und die Ausbreitung der Ultrakurzwellen. Die Empfangsseite beginnt mit der Beschreibung der Fernsehempfangsantennen. Daran anschließend lernt der Leser die einzelnen Stufen des Fernsehempfängers und ihre Berechnungen kennen. Den Schluß des zweiten Bandes bilden einige Betrachtungen über das industrielle Fernsehen, über einige ältere Fernsehgerätetypen und über die verschiedenen Verfahren des Farbfernsehens. *Orlik*

Heinz Dobesch

Laplace-Transformation

Kleine Bibliothek für Funktechniker
VEB Verlag Technik, Berlin
92 Seiten, 35 Bilder, 5 Tafeln, kartoniert 8,80 DM

Über die Laplace-Transformation liegen schon umfangreiche Bücher vor, die das umfassende Gebiet mit mathematischer Exaktheit und vielen Transformationsbeispielen behandeln. Dennoch ist die Herausgabe des vorliegenden Bandes zu begrüßen, da beispielsweise der in der Praxis stehende Ingenieur gern zu einem kurzgefaßten Buch greift, um sich zu informieren, und dabei bereitwillig auf bestimmte Beweise verzichtet. Deshalb ist auch das Buch besonders Technikern und Ingenieuren zu empfehlen, die sich mit Einschwingvorgängen elektrischer Netzwerke befassen oder die einen Überblick über den Inhalt und die Anwendungsmöglichkeiten der Laplace-Transformation erhalten möchten.
Der Inhalt des vorliegenden Bandes besteht hauptsächlich aus vier Teilen, wobei der erste Teil eine kurze Einführung bzw. für viele eine kurze Wiederholung von komplexen Zahlen und Funktionen und die Erläuterung des Begriffes Transformation beinhaltet. Den Grundlagen der Laplace-Transformation mit der Definition des Laplace-Integrals, mit den Rechenregeln und mit Beispielen ist der zweite Abschnitt gewidmet, während der dritte Abschnitt einige Anwendungen aus der Elektrotechnik bringt.
Im Abschnitt vier sind einige Tabellen zur Laplace-Transformation angegeben, die den Zusammenhang der wichtigsten Operationen in Ober- und Unterbereich und einige Korrespondenzen liefern. Wer allerdings insbesondere auf diese Korrespondenztabellen angewiesen ist, kann hier nicht befriedigt werden, was aber aus dem geringen Umfang des Bandes verständlich ist.
Hervorzuheben ist, daß der Verfasser in kurzen Zügen die z-Transformation behandelt, ein Verfahren zur Rücktransformation von Unter- in Oberbereich, und eine Tabelle dazu angefügt hat. *Goedecke*

Klaus Schlenzig

Die Technik der gedruckten Schaltung für den Amateur

Teil I: Grundlagen und Technologie
Band 26 der Reihe „Der praktische Funkamateur"
Deutscher Militärverlag, Berlin
84 Seiten, 43 Bilder, 1,90 DM

Die Zahl der Veröffentlichungen über die Technik gedruckter Schaltungen für industrielle Zwecke ist bereits relativ groß, wobei es sich jedoch vorwiegend um fremdsprachige Literatur handelt. Speziell für den Amateur ist dagegen bisher sehr wenig hierüber erschienen. Das Erscheinen der vorliegenden Broschüre, die eine umfassende Darstellung der Anwendung gedruckter Schaltungen durch den Amateur bietet, ist daher besonders zu begrüßen. Wenn man bedenkt, daß sich die Entwicklungsrichtung der modernen Technik immer mehr auf das Gebiet der Miniaturbauweise und Bausteinform verlegt, so ergibt sich daraus zwangsläufig auch die Notwendigkeit für den Amateur und Nachwuchs der einschlägigen Berufsgattungen, sich mit dieser Entwicklungsrichtung zu beschäftigen. Die Vorteile der gedruckten Schaltung können sich bis in die Sphäre des Amateurs auswirken, und der oft zu hörende Einwand, daß der Arbeits- und Materialaufwand doch recht groß sei, bis der Amateur zu einem fertigen Leitungsmuster kommt, wird vom Verfasser dieser Broschüre wirkungsvoll widerlegt.
Im ersten Teil behandelt der Verfasser in einer sehr klaren und leichtverständlichen Form Zweck und Vorteile der gedruckten Schaltung und die Wege zu ihr, wobei besonders die Möglichkeiten des Amateurs gezeigt und hierfür eingehende Arbeitsanweisungen gegeben werden. Die Beschaffenheit der Bauelemente als eine der Voraussetzungen für diese Technik wird ebenso behandelt wie der Entwurf des Leitungsmusters und die Herstellung des Negativs.
Nach einer Behandlung der verschiedenen Leitungsmusterarten — bei deren Herstellung, wie der Verfasser zeigt, vielfach sogar ohne Kamera auszukommen ist — folgt ein Abschnitt über die Herstellungsmöglichkeiten der Leiterplatte, wobei neben der Ätztechnik, den fotomechanischen Verfahren in der Industrie und beim Amateur, der Nachbehandlung usw. auch hier wieder ein sehr einfaches Verfahren zur Herstellung einfacher Trennlinienmuster ohne Zuhilfenahme von fotomechanischen oder Ätzvorgängen gezeigt wird. Ein Abschnitt über Kontrollen der fertigen Leiterplatte und ein kurzes Literaturverzeichnis beschließen das Heft.
Insgesamt ein sehr gutes und für den Amateur sehr nützliches Büchlein, das mit dazu beitragen wird, dem Amateur das „Mitgehen" mit der modernen Technik zu erleichtern. Darüber hinaus ist das Heft — obwohl die amateurmäßigen Belange und Möglichkeiten erfreulich weit in den Vordergrund gedrückt sind — auch dem Fachmann zur ersten Einarbeitung in dieses Gebiet sehr nützlich. Unverkennbar kommt hier ein Spezialist dieses Gebietes zu Wort, der die Materie sowohl aus industrieller als auch aus der Sicht des Amateurs sehr gut kennt. Der zweite Teil, der sich mit der Verwendung der fertigen Leiterplatte beschäftigen und Beispiele für Baugruppen zum Nachbau geben soll, wird von den Lesern daher zu Recht mit Spannung erwartet werden. *Jakubaschk*

Dipl.-Phys. HANS JOACHIM FISCHER

Cotton-Mouton-Effekt

Fachgebiet Optik

Dies ist eine dem Kerr-Effekt (siehe dort) analoge, aber viel kleinere magnetische Doppelbrechung, bei der die Differenz der beiden Brechungsindices proportional dem Quadrate der magnetischen Feldstärke ist. Der Effekt beruht auf einer Einstellung der magnetisch anisotropen Moleküle im magnetischen Feld. Toluol, Monobrombenzol, Naphtalin und Nitrobenzol sind in der Reihenfolge im magnetischen Feld doppelbrechend. Der Unterschied $n_p - n_s$ für die Natrium-D-Linie beträgt $1{,}3 \cdot 10^{-7}$ cm je cm Weglänge in Nitrobenzol bei $H = 30\,000$ Oerstedt.

Debye-Frequenz-Effekt

Fachgebiet Elektrochemie

Die Leitfähigkeit eines Elektrolyten nimmt mit der Frequenz der angelegten Spannung zu. Der Effekt verbindet die Frequenz der angelegten Spannung, Leitfähigkeit der Flüssigkeit, Volumenbeweglichkeit und Ionenkonzentration. Die Beziehung gilt besonders gut für schwache Elektrolyten, wie z. B. Essigsäure. Die Größe des Effekts ist kleiner als die des Wien-Effekts (siehe dort).

Delta-E-Effekt

Fachgebiet Magnetismus

Delta-E-Effekt heißt die bei ferromagnetischen Stoffen durch Magnetisierung bewirkte Erhöhung des Elastizitätsmoduls. Durch Zugspannung wird die Richtungsverteilung der spontanen Magnetisierung verändert. Es tritt bei diesem Effekt auch eine Anomalie der Temperaturabhängigkeit des Elastizitätsmoduls auf.

Destriau-Effekt

Fachgebiet Elektrolumineszenz

Dies ist die Erregung eines Leuchtstoffs durch Einwirkung elektrischer Kräfte. Der sowjetische Physiker Lossew beobachtete 1927 schwaches Leuchten eines Karborundkristalls bei Stromdurchgang. 1936 fand Destriau, daß mit Kupfer aktivierte Zinksulfidphosphore im starken elektrischen Wechselfeld leuchten. Die Farbe und Lichtintensität ist von der Frequenz des erregenden Wechselfeldes abhängig, mit steigender Frequenz nimmt die Intensität zu und die Farbe geht zum Violetten. Spannungen von 50 ··· 500 V sind an den ähnlich einem Kondensator aufgebauten Leuchtschichten erforderlich. Bei Netzfrequenz gibt 1 m² einer Elektrolumineszenzplatte dieselbe Helligkeit wie eine 50-W-Glühlampe ab, jedoch ohne größere Wärmeentwicklung. Der Effekt beginnt technische Anwendung zu finden für Datenanzeigeverfahren, indirekte Flächenbeleuchtung und Skalenbeleuchtung von Instrumenten.

Doppler-Effekt

Fachgebiet Schwingungslehre

Der Effekt wurde 1842 von Christian Doppler entdeckt. Es kann ein optischer, elektrischer oder akustischer Doppler-Effekt auftreten. Man versteht unter diesem Effekt die Veränderung der Frequenz einer Quelle, wenn Beobachter oder Quelle sich relativ zueinander bewegen. Buys-Ballot beobachtete 1845 den akustischen Doppler-Effekt beim Pfiff einer vorbeifahrenden Lokomotive. Optisch bringt der Doppler-Effekt eine Verbreiterung der Spektrallinien leuchtender Atome. Anwendung: Bestimmung der Radialgeschwindigkeit von Sternen durch astrospektroskopische Untersuchung. Bahnvermessung von Raketen (Wolman-Verfahren). Signal mit Frequenz f wird gesendet, von der Rakete empfangen und auf 2 f wieder abgestrahlt. Wird das Signal f und 2 f von mehreren Bodenstationen empfangen und werden die Frequenzen überlagert, so kann aus der Dopplerfrequenz eine Ermittlung der Flugbahnkoordinaten erfolgen. Dopplerradargeräte können bewegte Gegenstände auf mehrere 10 km Entfernung orten. Gleichung:

$$f = f_0 (1 + v/c)$$

Beobachter bewegt sich zur Quelle hin

f = geänderte empfangene Frequenz, f_0 = Frequenz der Quelle, v = Geschwindigkeit des Beobachters, c = Lichtgeschwindigkeit.

Dufour-Effekt

Fachgebiet Wärmelehre

Dies ist ein Temperaturgradient, der in einer gasförmigen Mischung als Ergebnis eines aufgezwungenen Konzentrationsgradienten besteht. Diese Kombination von Wärme- und Masse-Übertragung besteht bei Klimaanlagen, die sowohl kühlen als auch die Luft entfeuchten sollen.

Eberhard-Effekt

Fachgebiet Fotografie

Dies ist das Verwischen scharfer Bildkanten in einer Fotografie auf Grund der Erregung benachbarter Kristalle durch lichterregte Silberbromid-Kristalle. Ein Teil des Verwischens geht auch auf differentielle Diffusion des Entwicklers in die Emulsion zurück. Die Ränder eines Flächenstücks sind stärker geschwärzt nach dem Entwickeln als zentral gelegene Partien. Der Effekt wird durch ständige Bewegung des Entwicklers während des Entwicklungsprozesses vermieden.

Einstein-de Haas-Effekt

Fachgebiet Magnetismus

Ein frei drehbar aufgehängter Körper erhält bei plötzlicher Magnetisierung ein Drehmoment. Nach der Theorie ist mit jedem magnetischen Moment des Atoms p ein proportionaler mechanischer Drehimpuls D verbunden nach der Gleichung $D = \gamma \cdot p$. Das gyromagnetische Verhältnis γ läßt sich mit diesem Effekt bestimmen. Der Effekt ist sehr klein, er wurde 1915 entdeckt.

Elektret-Effekt

Fachgebiet Elektrizität

Bereits 1838 formulierte Faraday die Idee, daß es ein elektrisches Analogon zum Permanentmagneten geben müsse. 1922 stellte der japanische Physiker Eguchi erstmalig einen Elektreten her. Elektrete sind permanent polarisierte Dielektrika oder genauer ausgedrückt: Körper, die nach Anlegen eines äußeren elektrischen Feldes über längere Zeit nach Aufhören der Einwirkung elektrische Ladungen speichern und in der sie umgebenden Materie ein elektrisches Feld hervorrufen können. Eine Mischung von Wachs und Carnaubaharz wird durch Erwärmung flüssig gemacht und im elektrischen Feld erstarren gelassen. In letzter Zeit sind durch Arbeiten von Nadjakow, Swann und Skanavi andere — auch anorganische — Elektretmaterialien mit verbesserten Eigenschaften gefunden worden. Die technische Anwendung des Effekts steckt noch in den Kinderschuhen. Ein Elektret-Mikrofon ist bekanntgeworden, weiterhin Anwendungen in der Dosimetrie, als Elektrometer, als Aerosolfilter und in der Xerographie.

Elster-Geitel-Effekt

Fachgebiet Elektrooptik

Verschiedene Stoffe verlieren ihre Ladung (nachdem sie vorher negativ aufgeladen worden waren), wenn sie mit ultravioletten Strahlen beleuchtet werden. Wenn sie ursprünglich ungeladen waren, nehmen sie als Ergebnis der Beleuchtung positive Ladung an. Je mehr elektropositiv das benutzte Metall in der Kontaktpotentialreihe ist, desto länger ist die Wellenlänge, bei der es noch fotoelektrisch reagiert. Dieser Effekt führte zur Schaffung der Fotozellen, die heute vielfach technisch angewandt werden.

Eötvös-Effekt

Fachgebiet Mechanik

Dies ist eine Änderung der Schwerebeschleunigung g_e in gegenüber der Erdoberfläche bewegten Systemen infolge des Vorhandenseins der Coriolis-Kraft. Es ist

$$\Delta g_e = 2\,\omega\, v \cos\varphi$$

ω = Winkelgeschwindigkeit der Erdumdrehung, v = Geschwindigkeit des Systems in rechtwinkligen Koordinaten Nord und Ost, φ = geographische Breite. Als Beispiel für die Größe des Effekts erscheint ein sich mit 60 km/h bewegender Körper von 100 kg Masse um 15 g leichter, wenn er sich nach Osten bewegt.

33103